

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra telekomunikační techniky

Návrh vysokofrekvenčního zesilovače

High frequency amplifier design

2010/2011

Bc. Jaromír Kyš

Diplomová práce

Návrh vysokofrekvenčního zesilovače

Prohlášení studenta

„Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.“

V Ostravě

.....

Jméno posluchače

Abstrakt

Diplomová práce obsahuje přehled o možnostech realizace vysokofrekvenčních zesilovačů. V úvodu práce jsem popsal základní parametry vysokofrekvenčních zesilovačů. V zapojeních se používají aktivní prvky k zesílení vstupního signálu a pasivní prvky k nastavení zpracovávané frekvence. Dále zde popisuji vlastnosti širokopásmového a úzkopásmového zesilovače. posledním bodě této práce jsem navrhl dvě zapojení a experimentálně ověřil jejich vlastnosti.

Klíčová slova

Vysokofrekvenční zesilovač, zesilovač, tranzistor, širokopásmový zesilovač, úzkopásmový zesilovač, rezonanční obvod, frekvenční oblast, kapacita, indukčnost

Abstract

The dissertation contains overview of the possibilities of realization of high frequency amplifiers. In the introduction I described basic parameters of the high frequency amplifiers. In configuration the active elements are used to amplify the input signal and passive components to set frequency processed. Furthermore, I describe characteristics of broadband and narrowband amplifier. In the last section of this dissertation I proposed two connections and experimentally verified their properties.

Keywords

High frequency amplifier, amplifier, transistor, broadband amplifier, narrowband amplifier, resonant circuit, frequency domain, capacity, inductance

Seznam použitých symbolů a zkratek

B [Hz]	- Frekvenční šířka pásma
C_{CB} [F]	- Kapacita přechodu tranzistoru kolektor-báze
C_{EB} [F]	- Kapacita přechodu tranzistoru emitor-báze
f [Hz]	- Kmitočet (frekvence)
f_s [Hz]	- Střední kmitočet
f_s [Hz]	- Kmitočet sériové rezonance
f_p [Hz]	- Kmitočet paralelní rezonance
f_o [Hz]	- Kmitočet (frekvence)
F [-]	- Šumové číslo
f_T [Hz]	- Mezní (tranzitní) kmitočet
G [S]	- Vodivost
h_{11e} [Ω]	- Vstupní impedance nakrátko
h_{12e} [-]	- Zpětný napětový činitel
h_{21e} [-]	- Proudový zesilovací činitel stejnosměrný
h_{22e} [Ω]	- Výstupní admitance naprázdno
h_{FE} [Ω]	- Proudový zesilovací činitel
I_B [A]	- Proud báze
I_C [A]	- Proud kolektoru
I_{CE} [A]	- Proud kolektoru a emitoru
I_E [A]	- Proud emitoru
K [-]	- Zkreslení
PRO	- Paralelní rezonanční obvod
P_{SG} [W]	- Výkon signálu na vstupu zesilovače

$P_{\text{šG}}$ [W]	- Výkon šumu na vstupu zesilovače
$P_{\text{svÝST}}$ [W]	- Výkon signálu na výstupu zesilovače
$P_{\text{švÝST}}$ [W]	- Výkon šumu na výstupu zesilovače
P [W]	- Ztrátový výkon
R [Ω]	- Rezistor
R_{B} [Ω]	- Odpor báze
R_{C} [Ω]	- Odpor kolektoru
R_{E} [Ω]	- Odpor emitoru
R_{vST} [Ω]	- Vstupní odpor
$R_{\text{vÝST}}$ [Ω]	- Výstupní odpor
SNR_1 [-]	- Poměr výkonu signálu k výkonu šumu na vstupu zesilovače
SNR_2 [-]	- Poměr výkonu signálu k výkonu šumu na výstupu zesilovače
SRO	- Sériová rezonanční obvod
T [$^{\circ}\text{C}$]	- Teplota
U_{BE} [V]	- Napětí na tranzistoru báze-emitor
$U_{\text{BE sat}}$ [V]	- Napětí na tranzistoru báze-emitor (saturační)
U_{CB} [V]	- Napětí na tranzistoru kolektor-báze
U_{CE} [V]	- Napětí na tranzistoru kolektor-emitor
$U_{\text{CE sat}}$ [V]	- Napětí na tranzistoru kolektor-emitor (saturační)
U_{CC} [V]	- Napájecí napětí
VFZ	- Vysokofrekvenční zesilovač
ω [rad/s]	- Úhlová rychlost
Y [Ω]	- Admittance
Y21, y21e	- Strmost
Z [Ω]	- Impedance

Obsah:

1	Úvod.....	1
2	Vysokofrekvenční zesilovače	2
2.1	Vlastnosti vysokofrekvenčních zesilovačů	4
2.1.1	Zisk zesilovače	4
2.1.2	Stabilita	5
2.1.3	Šumové parametry	5
2.1.4	Selektivita	7
2.1.5	Dynamický rozsah	8
2.1.6	Citlivost.....	8
2.1.7	Zkreslení	8
2.2	Pasivní prvky používané ve vysokofrekvenčních zesilovačích	9
2.2.1	Paralelní rezonanční obvod.....	9
2.2.2	Sériový rezonanční obvod	11
2.2.3	Keramické filtry	13
2.2.4	Krystalové filtry	14
2.3	Aktivní prvky používané ve vysokofrekvenčních zesilovačích	16
2.3.1	Tranzistory pro vysokofrekvenční zesilovače	17
2.3.1.1	Bipolární tranzistory	17
2.3.1.2	Unipolární tranzistory	20
2.3.2	Integrované obvody	21
3	Vícetupňové zesilovače	22
3.1	Kapacitní vazba.....	22
3.2	Transformátorová vazba	23
3.3	Laděná vazba	24
3.4	Přímá vazba.....	25
4	Vysokofrekvenční úzkopásmové zesilovače	26
4.1	Stabilita zesilovacího stupně.....	26
4.2	Přeladitelné úzkopásmové zesilovače	27

4.3	Unilaterizace stupně vf zesilovače.....	30
5	Vysokofrekvenční širokopásmové zesilovače	32
5.1	Širokopásmové zesilovače se zpětnou vazbou	32
5.2	Širokopásmové zesilovače s reaktančními vazebními obvody.....	32
5.3	Širokopásmové zesilovače s rozprostřeným zesílením.....	33
6	Řízení zesílení vysokofrekvenčních zesilovačů	34
6.1	Automatické řízení zesílení	34
6.2	Časově řízené zesílení.....	35
6.3	Metody pro řízení.....	35
6.4	Příklady zapojení řízených prvků v obvodech.....	36
7	Návrh a měření na zesilovači č.1	38
7.1	Návrh parametrů zapojení.....	38
7.2	Navržené schéma zesilovače	41
7.3	Měření prvního zesilovače.....	42
8	Návrh a měření na zesilovači č. 2	44
8.1	Návrh parametru zapojení.....	44
8.2	Navržené schéma zesilovače	47
8.3	Měření na zesilovači	48
9	Závěr	50
	Literatura.....	51
	Seznam použitých obrázků	52

1 Úvod

Tato diplomová práce se zabývá problematikou návrhu vysokofrekvenčního zesilovače. Zesilovače jsou v elektronických zařízeních nejčastěji používané obvody, které umožňují zesilovat vstupní signál. Vysokofrekvenční zesilovače se uplatňují ve vysílačích a přijímačích rádiových bezdrátových komunikačních zařízeních. Podstatné využití mají i v oblasti radioelektronických měřicích přístrojů a zařízeních spotřební elektroniky.

Podle elektronického hlediska je zesilovač považován za aktivní dvojbran, který obsahuje vstupní a výstupní prvky. Zesilovače můžeme rozdělit např. podle zesilovacího prvku, zapojení, šířky frekvenčního pásma atd. Existuje několik parametrů, které jsou důležité pro správnou funkci vysokofrekvenčního zesilovače. Mezi tyto parametry patří např. selektivita, citlivost, zesílení a šum. V zapojení zesilovacích obvodů se používají elektronické součástky, které svým specifickým zapojením přímo ovlivňují výsledný zpracováváný signál. Pro zpracování vf signálů se používají paralelní a sériové rezonanční obvody, keramické a krystalové filtry.

Ve složitějších obvodech zesilovačů se můžeme setkat s více zesilovači řazenými za sebou. Řazením více stupňů za sebou se zlepšují parametry zesilovače. Pro zajištění vhodného přizpůsobení na další zesilovací prvek se používá vazba mezi stupni.

Úzkopásmové zesilovače zpracovávají signál v úzké kmitočtové oblasti. Používají se zde paralelní rezonanční obvody nebo vázané rezonanční obvody. Šířku pásma zde určují právě rezonanční obvody. Při složitějších zapojení, kde se vyskytují parazitní kapacity, se používá k odstranění těchto nežádoucích vlastností unilaterizace nebo neutralizace. Frekvenci naladěného úzkopásmového zesilovače můžeme měnit ladícím kondenzátorem, nebo varikapem.

Druhou část vysokofrekvenčních zesilovačů tvoří širokopásmové zesilovače. Zesilovače mohou být realizovány jako jednoduché, nebo složité. Jednodušší zapojení obsahuje jeden zesilovací tranzistor v základním zapojení. Ve složitějších zapojeních může být více zesilovacích prvků a jsou zde i použity rezonanční obvody.

V poslední kapitole této práce jsem uvedl návrh zapojení zesilovače a experimentálně ověřit jeho vlastnosti.

2 Vysokofrekvenční zesilovače

Vysokofrekvenční zesilovače zesilují převážně signály, které jsou větší než 20 kHz. Frekvence nad hranicí 20 kHz jsou lidským uchem neslyšitelné. Uplatnění těchto zesilovačů je ve vysílačích a přijímačích rádiových komunikačních systémů, radioelektronických měřících přístrojů a spotřební elektronice. Vř zesilovače jsou konstruované převážně pomocí rezonančních obvodů. Další možností konstrukce vř zesilovačů jsou keramické a krystalové filtry. Vysokofrekvenční zesilovače mají výraznou kmitočtovou selektivitu, protože jsou určeny k zesilování signálu v určitém kmitočtovém pásmu. Zesilovače zesilující signály v určitém kmitočtovém pásmu se nazývají pásmové zesilovače. Podle šířky přenášeného pásma se dělí na úzkopásmové a širokopásmové. Úzkopásmové a širokopásmové zesilovače jsou definované poměrem šířky pásma B ke střednímu kmitočtu f_s .

Úzkopásmové zesilovače:

$$\frac{B}{f_0} < 0,1 \cdot f_s$$

Širokopásmové zesilovače:

$$\frac{B}{f_0} > 0,1 \cdot f_s$$

Širokopásmové zesilovače se používají pro stálý kmitočtový rozsah. Úzkopásmové zesilovače jsou realizovány také pro stálý kmitočtový rozsah, ale i jako přeladitelné.

Podle použití se vř zesilovače používají pro zesílení signálů s nízkou výstupní úrovní a vysokou (výkonovou) úrovní. Při malém výstupním výkonu je důležitý malý šum a velké zesílení pro požadovanou šířku frekvenčního pásma B . Vysoká výstupní úroveň signálu je požadovaná pro vysílací stanice, které vysílají vř signál do okolí. U těchto stanic je podstatný jejich výkon a účinnost.

Jako standardní zesilovače lze rozdělit i vysokofrekvenční zesilovače podle určitých kritérií.

VF zesilovače je možné rozdělit podle:

a) typu konstrukce:

- elektronkové zesilovače

- tranzistorové zesilovače
 - zesilovače s integrovanými obvody
- b) kmitočtu signálu:
- vysokofrekvenční (větší než 20kHz, rádiový bezdrátový přenos)
- c) počtu zesilovacích stupňů:
- jednostupňové
 - vícestupňové
- d) šířky zesilovaného frekvenčního pásma:
- úzkopásmové
 - širokopásmové
- e) zapojení tranzistoru:
- se společným emitorem SE
 - se společnou bází SB
 - se společným kolektorem SC
 - kaskoda
- f) vazby mezi stupni:
- s vazbou RC (kapacitní vazba)
 - s transformátorovou vazbou
 - s přímou vazbou

Hlavní požadavky na vf zesilovače:

- Malý šum - vf zesilovače zesilují často velmi malý signál, kde se šum uplatňuje rušivě
- Selektivita - schopnost zesilovače zesílit požadovaný signál a potlačit okolní signály
- Odolnost proti rušení - ideální převodovou charakteristiku

- Požadovaná vstupní a výstupní impedance
- Napěťový a výkonový přenos
- Stabilita zesilovače - odolnost proti rozkmitání

2.1 Vlastnosti vysokofrekvenčních zesilovačů

Při návrhu vf zesilovačů je zapotřebí věnovat pozornost několika důležitým parametrům. Těchto parametrů je velké množství, proto jsem zde uvedl ty nejdůležitější.

2.1.1 Zisk zesilovače

Zisk zesilovače určuje, jak zesilovací stupeň dokáže zesílit vstupní signál. Určuje jaký je poměr výstupního signálu ku vstupnímu signálu. Určuje se zesílení napěťové, proudové a výkonové. Pro vyjádření zesílení se převážně používá jednotka decibel. Tato jednotka se vypočítá pomocí logaritmu ve vzorci.

Hodnota zesílení je dána vztahem:

$$A = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \quad (1)$$

Hodnota zesílení v decibelech:

$$A = 10 \log \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \quad [dB; W] \quad (2)$$

Napěťové zesílení:

$$A_U = 20 \log \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} \quad [dB; V] \quad (3)$$

Proudové zesílení:

$$A_I = 20 \log \frac{I_{OUT}}{I_{IN}} \quad [dB; A] \quad (4)$$

2.1.2 Stabilita

Stabilita zesilovače je jedním z nejdůležitějších hledisek při návrhu. Požadujeme stálý výstupní signál při stejném vstupním signálu a při měnících se vnějších podmínkách. Mezi parametry ovlivňující stabilitu patří například okolní teplota, vlhkost, tlak, napájecí napětí a jiné. Kmitočtová stabilita závisí zejména na stabilitě pasivních laděných prvků. Když je zesilovač nestabilní, ovlivňují se jeho vlastnosti v čase a může dojít k rozkmitání zesilovače. Vlivem špatné stability může docházet k vytváření nežádoucích vlastních signálů na vysokých kmitočtech, které jsou neslyšitelné, ale můžeme je pozorovat pomocí osciloskopu. Nestabilita může např. zvyšovat odběr z napájecího zdroje, nebo ovlivňovat další části zapojení.

2.1.3 Šumové parametry

Tyto parametry jsou důležité u zesilovačů, které převážně zesilují signály s nízkou úrovní. Jsou charakterizovány pomocí jedné veličiny, která zahrnuje výsledné šumové vlastnosti. **Šumový činitel** F (Noise Factor) lineárního zesilovače (obecně lineárního dvojbranu) je definován vztahem.

$$F = \frac{\frac{P_{SG}}{P_{SVYST}}}{\frac{P_{\delta G}}{P_{\delta VYST}}} \quad [-] \quad (5)$$

kde P_{SG} je výkon signálu na vstupu zesilovače,

$P_{\delta G}$ je výkon šumu na vstupu zesilovače,

P_{SVYST} je výkon signálu na výstupu zesilovače,

$P_{\delta VYST}$ je výkon šumu na výstupu zesilovače.

Výraz $P_{SG} / P_{\delta G}$ vyjadřuje poměr signálu/šumu na vstupu zesilovače a závisí pouze na parametrech generátoru.

Výraz $P_{SVYST} / P_{\dot{SVYST}}$ vyjadřuje poměr signálu/šumu na výstupu zesilovače a nezávisí na admitanci zátěže.

Se zesíleným užitečným signálem je zesílený i vstupní šum. K tomuto šumu se připočítávají i šumy na jednotlivých prvcích zesilovače (tepelný šum součástek, výstřelový šum tranzistoru, atd.). Šumový čísel je bezrozměrné číslo, které udává kolikrát je větší poměr signál/šum na vstupu zesilovače než na jeho výstupu. Reálný zesilovač má $F > 1$, pro ideální zesilovač je $F = 1$. Poměr signál/šum se také často označuje symbolem S/N nebo SNR. Proto také platí vzorec:

$$F = \frac{SNR_1}{SNR_2}, \quad (6)$$

kde,

SNR_1 je poměr výkonu signálu k výkonu šumu na vstupu zesilovače,

SNR_2 je poměr výkonu signálu k výkonu šumu na výstupu zesilovače.

Šumové číslo F_{dB} (*Noise Figure*) označuje šumový čísel vyjádřený v jednotkách dB. Při kaskádním zapojení více zesilovačů se používá pro určení šumového součinitele Friisův vzorec.

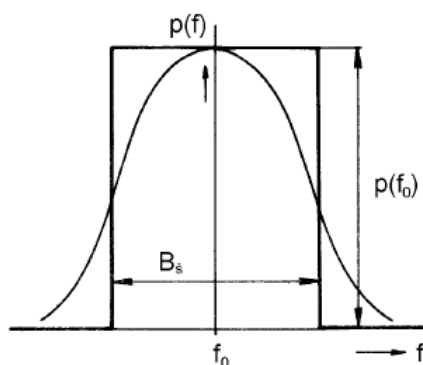
$$F_{dB} = 10 \log F \text{ [dB; -]} [1] \quad (7)$$

Šumová šířka pásma

Pokud je na vstupu pouze šumový signál s konstantní spektrální hustotou výkonu, potom se objeví na výstupu selektivní šum, jehož hustota výkonu nabývá maximální hodnoty $p(f_0)$. Šumová šířka pásma B_s zesilovače se určí na základě rovnosti celkového šumového výkonu na výstupu zesilovače a ekvivalentního šumového výkonu, který bychom získali na výstupu zesilovače s ideální obdélníkovou charakteristikou. Podle obrázku 1 platí, že plocha pod křivkou $p(f)$ se rovná ploše obdélníku se stranami $p(f_0)$ a B_s .

$$\int_0^{\infty} p(f) df = p(f_0) B_s \quad \Rightarrow \quad B_s = \frac{1}{p(f_0)} \int_0^{\infty} p(f) df \text{ [Hz]} \quad (8)$$

Z uvedené definice je zřejmé, že šumová šířka pásma B_s není stejná s šířkou pásma B pro pokles o 3dB. Má-li zesilovač jeden rezonanční obvod, je poměr $B_s / B \cong 1,57$. S kaskádním řazením více rezonančních obvodů se snižuje poměr B_s / B .



Obr. 1: Grafické znázornění šumové šířky pásma [1]

2.1.4 Selektivita

Selektivitu rádiového přijímače lze chápat jako schopnost, která umožňuje vybrat a oddělit z mnoha okolních signálů užitečný signál od nežádoucího signálu. Okolní signály jsou rušivé a liší se velikostí kmitočtu a úrovní napětového signálu. Čím je selektivita vyšší, tím umožňuje přijímači lépe zpracovat užitečný signál. Rozlišujeme selektivitu blízkou a vzdálenou.

- *blízká selektivita* - je charakterizována potlačením rušivých signálů, které se nacházejí v blízkosti žádaného signálu,
- *vzdálená selektivita* - vyjadřuje potlačení signálů ze vzdálených parazitních příjmových kanálů.

Selektivní obvody jsou využívány k potlačení nežádoucích signálů v částech přijímačů, vstupních obvodech, mezifrekvenčních zesilovačích a místních oscilátorů. Požadavky na šířku pásma se liší pro každý typ použitého prvku. Prostředky pro zlepšení selektivity mohou být různého typu. Konkrétně se jedná o kombinace indukčností a kapacit, odporů a kapacit, keramických filtrů, mechanických rezonátorů nebo krystalových filtrů.

Stupeň selektivity se udává šířkou pásma laděného obvodu, mezi body, kdy přenášený výkon poklesne na polovinu. V hodnotách napětí to představuje pokles o 3dB na obě strany od špičkové hodnoty v propustné části křivky. Šířka pásma závisí na činiteli jakosti.[2]

2.1.5 Dynamický rozsah

Je dán poměrem vstupních úrovní nejslabšího signálu, jenž je přijímač schopen zpracovat, k nejsilnější úrovni signálu, který ještě nezpůsobí znatelné zkreslení. Dynamický rozsah se uvádí v decibelech [dB].

2.1.6 Citlivost

Citlivost je charakterizována minimálním napětím, které udává nejmenší vstupní signál, jaký je přijímač schopen přijímat, aby měl na svém výstupu patřičný výstupní výkon. Vstupní citlivost je omezena vstupním šumem, který zesilovač současně přijímá s užitečným signálem. Můžeme se setkat i s označením *citlivost omezená šumem*, která udává hodnotu odstupu signálu od šumu v decibelech. Citlivost závisí na konstrukci zařízení a bývá udávána v rozsahu *od $1\mu V$ do $500\mu V$* .

2.1.7 Zkreslení

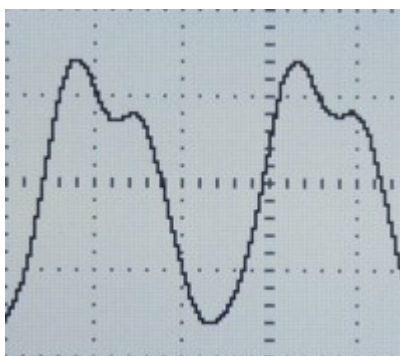
Zkreslení je důležitý parametr pro hodnocení jakýchkoliv dvojbranů, jako jsou např. rádiové přijímače nebo jejich funkčních bloků. Ke zkreslení dochází, když se mění přenosové vlastnosti s kmitočtem, nebo amplitudou přenášené veličiny. Zkreslení rozděluje na kmitočtové a nelineární.

Kmitočtové zkreslení

Kmitočtové zkreslení vzniká v závislosti na elektrických parametrech dvojbranů, které jsou ovlivněny kmitočtem přenášeného signálu. Dále se rozděluje na útlumové, fázové a zpožděné zkreslení.

Nelineární zkreslení

Nelineární zkreslení obsahuje všechny zkreslení vznikající změnou vlastností dvojbranu s okamžitou hodnotou přenášené veličiny. Přenos mezi vstupními a výstupními veličinami je nelineární. Hlavními složkami nelineárního zkreslení je harmonické, amplitudové, intermodulační, křížové a křížově modulované zkreslení.



Obr. 2: Amplitudové zkreslení na výstupu zesilovače

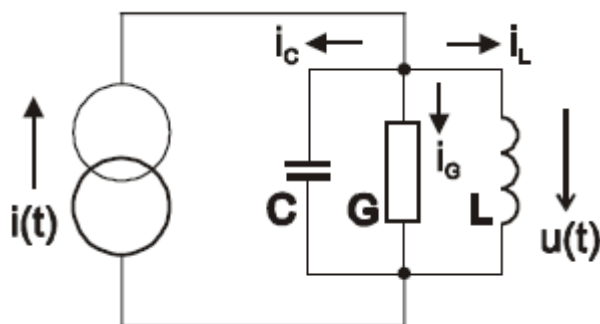
2.2 Pasivní prvky používané ve vysokofrekvenčních zesilovačích

Ve vysokofrekvenčních zesilovačích se využívají rezonanční obvody. Rezonanční obvody se dělí podle toho jak jsou v obvodu zapojeny jednotlivé prvky. Obvody mohou být buď paralelní nebo sériové, potom hovoříme o paralelní rezonanci a sériové rezonanci. Každé z těchto zapojení má své charakteristické vlastnosti. Mezi další prvky patří vázané rezonanční obvody, selektivní filtry LC, keramické a krystalové filtry.

2.2.1 Paralelní rezonanční obvod

Model paralelního rezonančního obvodu je znázorněn na obrázku 3. Obvod je složen z paralelní kombinace odporu, kondenzátoru a cívky. V tomto obvodu je odpor nahrazován vodivostí, kapacita a indukčnost je nahrazena susceptancí. Výsledná admitance obvodu je určena podle vzorce:

$$Y(\omega) = \frac{1}{Z(\omega)} = G + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) = G + jB \quad [\Omega; F, H] \quad (9)$$



Obr. 3: Paralelní rezonanční model [3]

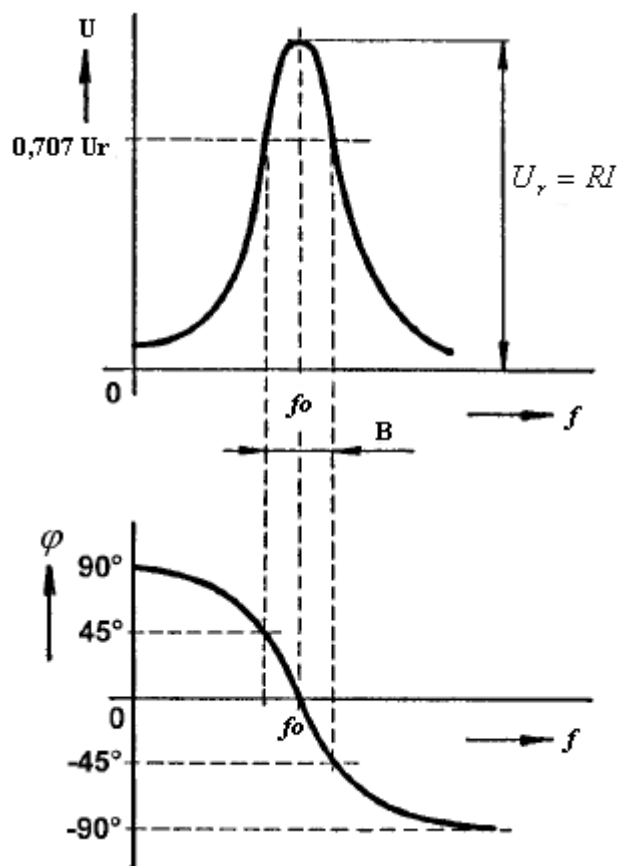
Hodnoty v komplexní rovině lze vyjádřit pomocí celkové susceptance B . Při buzení obvodu zdrojem proudu s amplitudou I , závisí napětí na rezonančním obvodu na modulu admitance Y a tím pádem na kmitočtu signálu zdroje. Grafické znázornění napětí U na kmitočtu f se nazývá rezonanční křivka. Rezonanční křivka je na obrázku 4. Při této rezonanci má obvod největší impedanci.

Rezonanční křivku lze popsat rovnicí:

$$U = \frac{I}{Y} = \frac{I}{\sqrt{G^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}} = Z \cdot I \quad [V; \Omega, I] \quad (10)$$

Paralelní rezonanční obvod je charakterizován rezonanční frekvencí, která je dána vztahem:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad [Hz, rad/s, H, F] \quad (11)$$



Obr. 4: Rezonanční a fázová charakteristika PRO [3]

2.2.2 Sériový rezonanční obvod

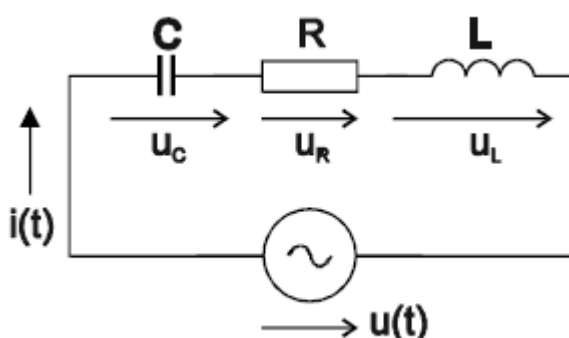
Sériový rezonanční obvod vzniká spojením kondenzátoru, cívky a rezistoru. Obvodový model je nakreslený na obrázku 5. Pro impedanci obvodu platí následující vztah:

$$Z(\omega) = R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad [\Omega; H, \text{rad/s}, F] \quad (12)$$

Při napájení obvodu ze zdroje napětí s amplitudou U , závisí proud tekoucí obvodem na impedanci Z a současně i na frekvenci zdroje signálu. Závislost protékajícího proudu a kmitočtu se dá vyjádřit pomocí uvedené rovnice a rezonanční křivky na obrázku 6.

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \quad [A, V; \Omega,] \quad (13)$$

Vlivem frekvence v obvodu dochází ke stavu, kdy kapacitní a induktivní reaktance jsou stejné, tj. výsledná reaktance obvodu je rovna nule. Tento stav se nazývá sériová rezonance. Sériová rezonance je charakterizována minimální impedancí, která je rovna pouze odporu reálného rezistoru a tím pádem protékající proud nabývá své maximální hodnoty.

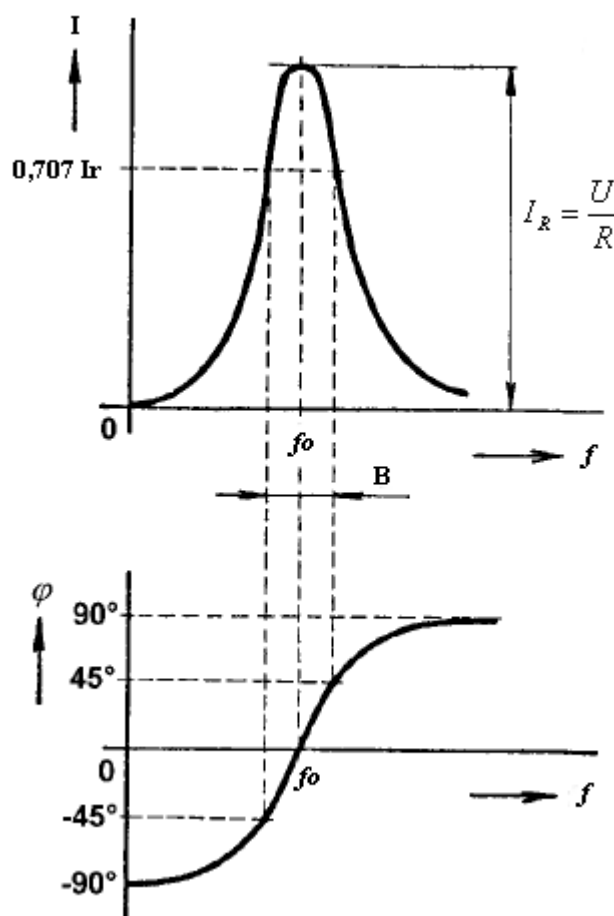


Obr. 5: Sériový rezonanční obvod [3]

Šířka přenášeného pásma B v sériovém rezonančním obvodu je definována jako rozmezí dvou kmitočtů v okolí rezonance, kdy hodnota reaktance obvodu je rovna činnému odporu.

$$Z = \sqrt{R^2 + X_{L,C}^2} \quad [\Omega] \quad (14)$$

Šířka pásma je určena dvěma kmitočty, při kterých poklesne proud protékající obvodem na hodnotu $0,707$ proudu I_r . Tato změna je rovna poklesu o 3dB proti proudu tekoucí obvodem při rezonanci.



Obr. 6: Rezonanční a fázová charakteristika SRO [3]

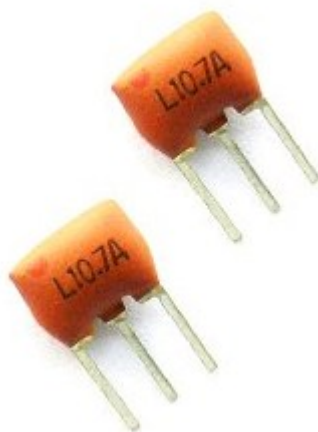
Rezonanční kmitočet určuje Thomsonův vztah:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad [Hz, F, H] \quad (15)$$

2.2.3 Keramické filtry

Keramické filtry se poměrně často vyskytují u vysokofrekvenčních zesilovačů. Zajišťují potřebný tvar přenosové charakteristiky zesilovače. Nahrazují používání filtrů LC. Použití těchto keramických filtrů má své nevýhody. Tyto filtry mají větší útlum v propustném frekvenčním pásmu, který se musí kompenzovat přídatným zesilovacím stupněm. Dále působí

parazitními přenosy na harmonických frekvencích, které lze potlačit pomocným rezonančním obvodem. Keramický filtr je vyroben z materiálu, který obsahuje prvky vzácných zemin. Keramický filtr 10,7MHz.



Obr. 7: Keramický filtr [4]

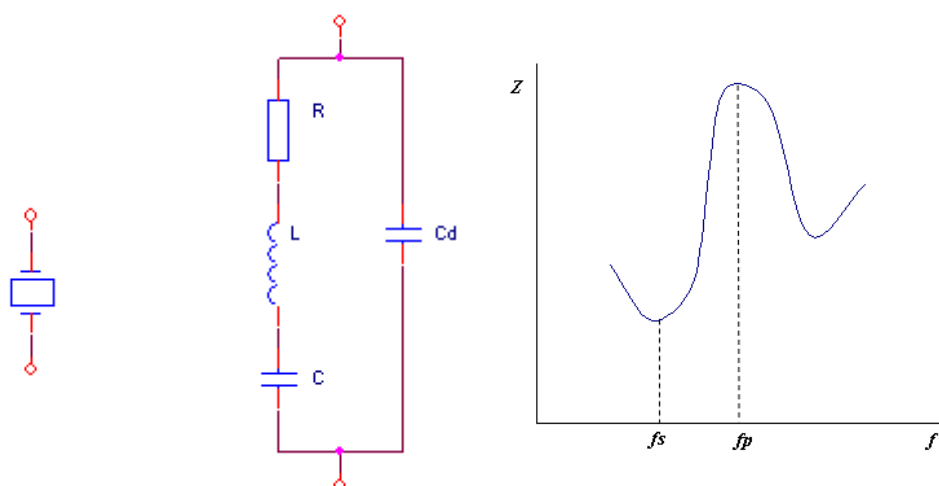
2.2.4 Krystalové filtry

Krystalové filtry mají uplatnění v případech použití na vyšších frekvencích, kdy požadujeme velmi úzké frekvenční pásmo. Vlastnost velmi úzkého frekvenčního pásma je dána tzv. velkou jakostí, tj. velmi přesným výbrusem destičky křemene SiO₂. Činitel jakosti krystalů se pohybuje v řádech $10^4 - 10^5$.

$$Q = \frac{1}{\omega \cdot C \cdot R} \quad [-, \text{rad/s}, \text{F}, \Omega] \quad (16)$$

Tato destička je volně uložena mezi dvě kovové elektrody. Přivedené střídavé napětí na elektrody rezonátoru způsobí mechanické kmity krystalového výbrusu. Amplituda kmitů dosáhne maximální hodnoty, jestliže kmitočet ladícího elektrického napětí je roven mechanickému rezonančnímu kmitočtu destičky. Změna amplitudy se projevuje jako změna elektrické impedance. Na obrázku 8 je znázorněna závislost impedance na frekvenci. Při

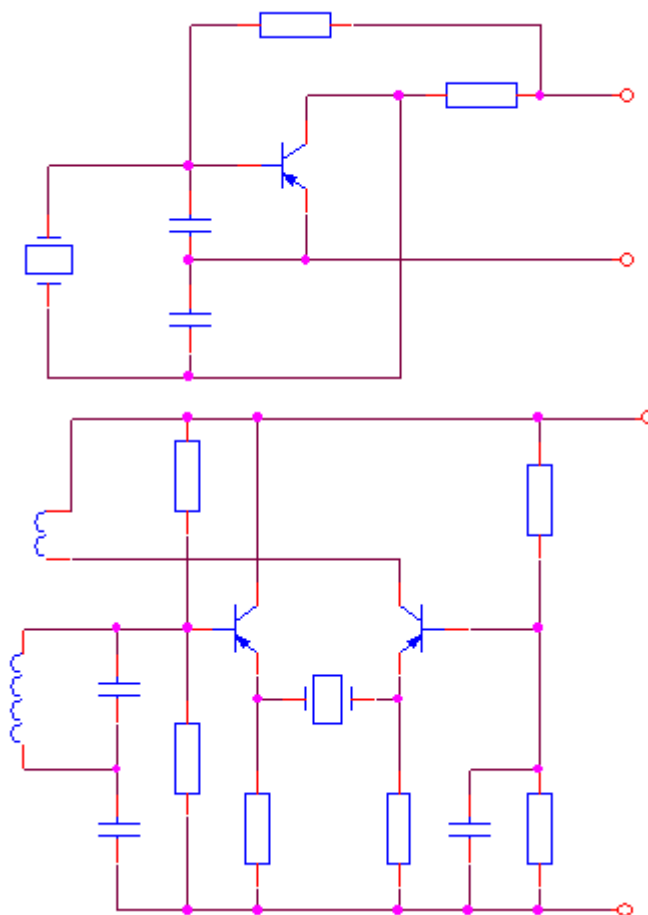
kmitočtu f_s je impedance nejmenší a při kmitočtu f_p je největší. Z následujícího obrázku č. je patrné, že v okolí kmitočtu f_s má rezonátor vlastnosti sériového rezonančního obvodu a na kmitočtu f_p a v jeho okolí vlastnosti obvodu paralelního. Podle obvodového hlediska krystal představuje sériový rezonanční obvod s malým sériovým odporem, malou kapacitou a velkou indukčností. Kapacita C_D se objevuje mezi vývody krystalu. Krystaly se vyznačují vysokou frekvenční stabilitou a teplotní nezávislostí. Používají se pro přesné nastavení frekvence a v kalibračních přístrojích. Na obrázku 10 jsou uvedeny možné způsoby zapojení krystalu.



Obr. 8: a) Značka krystalu, b) náhradní schéma krystalu, c) rezonance kmitočtu



Obr. 9: Frekvenční krystal



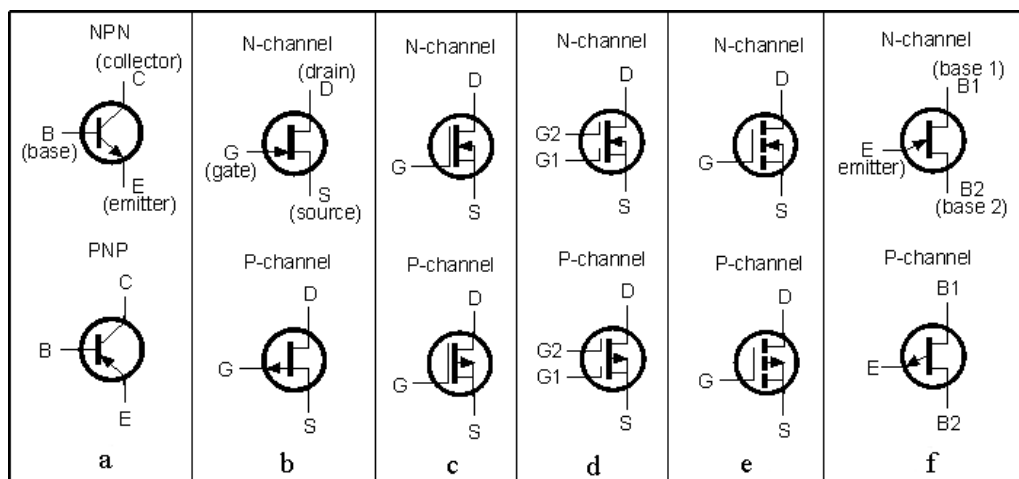
Obr. 10: Příklad zapojení krystalových oscilátorů [5]

2.3 Aktivní prvky používané ve vysokofrekvenčních zesilovačích

Mezi aktivní prvky vř zesilovačů patří bipolární a unipolární tranzistory. Velké uplatnění zde mají integrované obvody, v kterých je implementováno velké množství tranzistorů a jiných součástek. Použití tranzistorů je v těchto letech nepostradatelnou součástí elektrotechnických zařízení a přístrojů. Jejich vlastnosti se od dob vzniku tranzistoru podstatně změnily. Důležitým parametrem je vlastní šum aktivního prvku. Tento parametr je rozhodující u vstupních obvodu vysokofrekvenčních zesilovačů, které zpracovávají malý signál.

2.3.1 Tranzistory pro vysokofrekvenční zesilovače

Pro použití v elektrotechnických zařízeních se používají dva typy tranzistorů. Bipolární tranzistory jsou typu NPN a PNP. Podle použitého typu tranzistoru a jeho zapojení v obvodu se mění i celkové vlastnosti.



Obr.11: Typy tranzistorů: a - bipolární, b - FET, c - MOSFET, d - duální hradlo MOSFET, e - indukovaný MOSFET, f - dvoubázový FET [6]

2.3.1.1 Bipolární tranzistory

Používají se pro nízkofrekvenční i vysokofrekvenční zesilovače. Tranzistory jsou vyrobeny z polovodičových materiálů. Dříve se jako polovodič používalo germanium Ge, dnes se používá křemík Si. Používají se i směsné polovodiče, které se skládají z několika prvků, např. GaAs, GaAsP, GaAsAl aj. Podle vnitřního složení jsou bipolární tranzistory realizovány ve dvou provedeních. Tranzistor typu NPN a PNP. Kolektor tranzistoru NPN má vůči emitoru kladné napětí. NPN má všechny statické i dynamické vlastnosti lepší než PNP, protože elektrony mají větší pohyblivost než díry. V těchto případech se bere ohled na vlastnosti tranzistorů. Používají se tři základní zapojení bipolárního tranzistoru. Zapojení se společným emitorem (SE), se společnou bází (SB) a se společným kolektorem (SC). Každé z uvedených zapojení má své charakteristické vlastnosti.

h –parametry bipolárního tranzistoru

Tyto parametry charakterizují vlastnosti bipolárního tranzistoru při stavu naprázdno a nakrátko. Tranzistor nahradíme linearizovaným modelem. Pro bipolární tranzistor se většinou používá systém hybridních parametrů (h-parametry). Parametry tranzistoru lze také vyjádřit pomocí admitančních parametrů y . Systém h parametrů je nakreslený na obrázku 12 a definován rovnicemi:

$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2 \quad [V; \Omega, A] \quad (17)$$

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2 \quad [A; \Omega, V] \quad (18)$$

Při stavu nakrátko je napětí $u_2=0$, to znamená, že napětí na výstupu je konstantní, určené pracovním bodem. Potom můžeme vyjádřit parametry h_{11} a h_{21} .

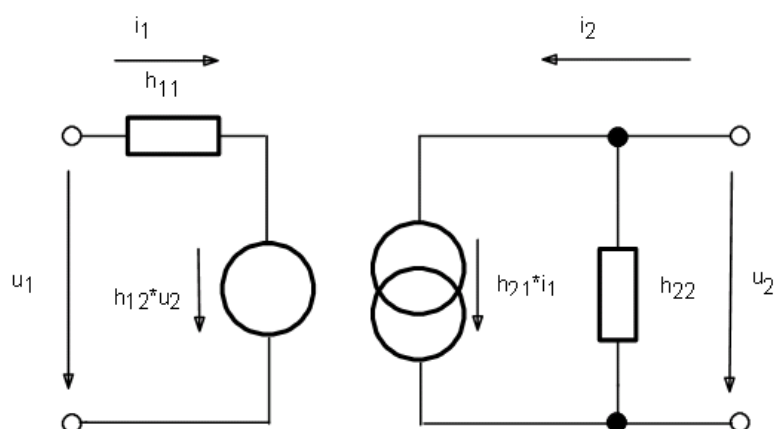
$$\text{Vstupní odpor při výstupu nakrátko} \quad h_{11} = \frac{u_1}{i_1} \quad [\Omega; V, A] \quad (19)$$

$$\text{Proudová zesilovací činitel při výstupu nakrátko} \quad h_{21} = \frac{i_2}{i_1} \quad [-; A] \quad (20)$$

Ve stavu se vstupem naprázdno $i_1=0$, to znamená, že proud vstupním obvodem je konstantní a je určen pracovním bodem zesilovače. Můžeme určit parametry h_{12} a h_{22} .

$$\text{Zpětný napěťový přenos při vstupu naprázdno} \quad h_{12} = \frac{u_1}{u_2} \quad [-; V] \quad (21)$$

$$\text{Výstupní vodivost při vstupu naprázdno} \quad h_{22} = \frac{i_2}{u_2} \quad [S; A, V] \quad (22)$$



Obr. 12: Model tranzistoru s h-parametry

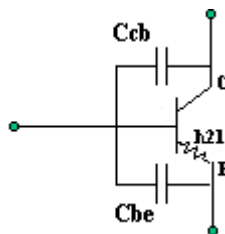
Veličina	SE	SB	SC
Vstupní odpor R_{VST}	malý až střední	značně malý	velmi velký
Výstupní odpor R_{VYST}	velké	velmi velký	velmi malý
Napětové zesílení	velké	značně velké	menší než 1
Proudové zesílení	velké	menší než 1	velké
Výkonové zesílení	značně velké	malé až střední	malé až střední

Tab.1: Vlastnosti jednotlivých zapojení tranzistoru

Z tabulky 1 lze vidět, že podle vlastností se nejvíce používá zapojení tranzistoru se společným emitorem. Ostatní zapojení se používají v případech, kdy potřebujeme využít některé výrazné vlastnosti těchto zapojení.

Millerův jev

V zapojení se společným emitorem se v důsledku působení zpětné vazby projevují vnitřní kapacity tranzistoru. Millerova kapacita výrazně zmenšuje horní mezní kmitočet a tím pádem i napěťový zisk. Na poklesu napěťového zesílení se podílí i kapacita připojené zátěže. Na obrázku 13 jsou znázorněny vnitřní kapacity tranzistoru. Hodnoty vnitřních kapacit lze zjistit z datasheetu tranzistoru.



Obr. 13: Vnitřní kapacity tranzistoru

Nežádoucí Millerovu kapacitu lze odstranit zmenšením napětového zesílení A_u , nebo volbou zapojení se společnou bází. Při zapojení se společnou bází se tato Millerova kapacita neuplatňuje, protože zapojení SB má menší vstupní odpor a kapacita C_{cb} se redukuje připojením na zem.

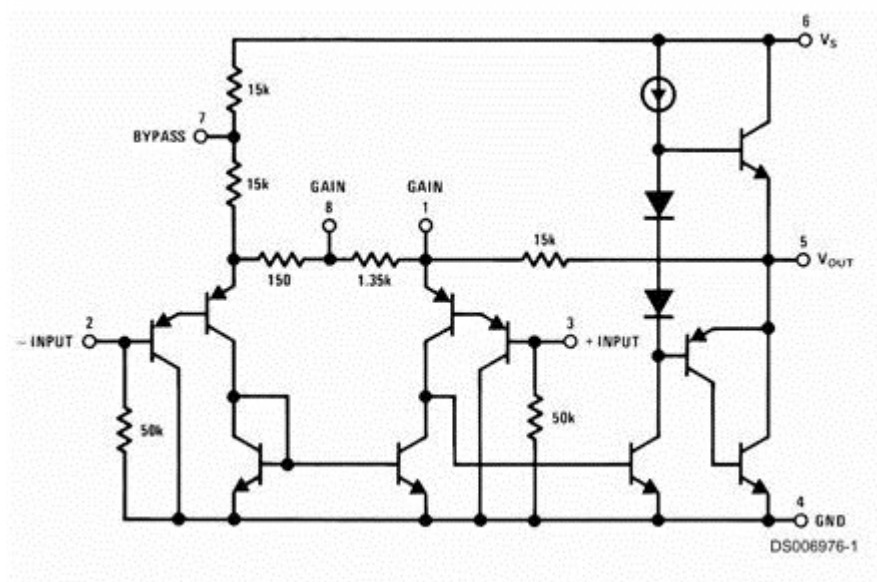
U vysokofrekvenčních tranzistorů je důležitá jejich mezní frekvence, frekvenční šířka pásma, strmost, vstupní a výstupní odpor a co nejmenší parazitní kapacity. Při použití bipolárních tranzistorů v oblasti vysokých frekvencí jsou důležité diferenciální parametry. Tyto parametry mohou mít komplexní charakter. Z toho vyplývá, že jejich reálné a imaginární složky se mohou měnit vlivem změny klidového pracovního bodu. Vstupní a výstupní kapacity mají velký vliv na laděné rezonanční obvody. Pro stabilizaci se používají především odpory zapojené do emitoru tranzistoru, označuje se jako zpětnovazební stabilizace. Pracovní bod také ovlivňuje šumové parametry F .

2.3.1.2 Unipolární tranzistory

Unipolární tranzistory se výrazně liší oproti bipolárním tranzistorům. Tranzistor nemá dva polovodičové přechody a k řízení činnosti využívá nosiče náboje pouze jednoho druhu. Proud nosičů se ovládá elektrickým polem. Požadavky pro unipolární tranzistory jsou podobné jako pro bipolární tranzistory. Unipolární tranzistory mají menší strmost (y_{21}) a vyšší vstupní impedanci. Unipolární tranzistory se dělí podle technologie na JFET a MOSFET. Tyto tranzistory mají lepší šumové parametry oproti bipolárním tranzistorům. Tranzistorem JFET lze přivedením stejnosměrného napětí na vstup G_2 řídit zisk. Vstupní signál se přivádí na vstup G . Unipolární tranzistory mají ve vf technice větší využití než bipolární tranzistory.

2.3.2 Integrované obvody

Integrované obvody jsou obvody, které v sobě obsahují spoustu tranzistorových zapojení. Především se jedná o kaskádní zapojení SE. Tyto obvody se používají v různých zařízeních a to od rádií, telefonů, počítačů až po spotřební elektroniku a využití v průmyslu především pro jejich miniaturní velikost, malou spotřebu a hlavně spolehlivost. Pro příklad zde uvádím vnitřní zapojení integrovaného obvodu.



Obr.14: Vnitřní zapojení integrovaného obvodu

3 Vícetupňové zesilovače

Pod pojmem vícetupňové zesilovače si můžeme představit zapojení více zesilovačů za sebou. Tato možnost zapojení se používá v případech, kdy požadujeme většího zesílení. Zesílený signál z výstupu prvního zesilovacího prvku se přivádí na vstup druhého zesilovacího prvku atd. Vícetupňové zesilovače mohou obsahovat jak bipolární tak i unipolární tranzistory. Celkové zesílení vícetupňového zesilovače, které obsahuje několik jednostupňových zesilovacích prvků, je dáno součinem zesílení jednotlivých stupňů.

$$A_C = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \cdot \dots \cdot A_n \quad [-] \quad (23)$$

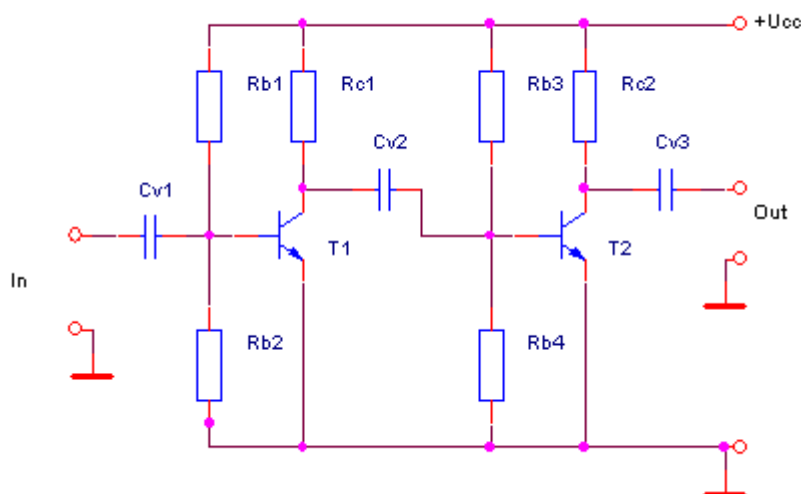
Když je zesílení jednotlivých stupňů uvedeno v dB, potom je celkové zesílení dáno součtem zesílení jednotlivých stupňů.

$$A_C = A_1 + A_2 + A_3 + \dots + A_n \quad [dB] \quad (24)$$

Při spojování zesilovacích stupňů za sebou musí být zachována podmínka impedančního přizpůsobení, kdy se má výstupní impedance předchozího zesilovacího stupeň rovnat vstupní impedanci následujícího stupně. Protože výstup jednoho stupně a vstup následujícího stupně může mít jiné stejnosměrné napětí, používá se mezi jednotlivými stupni vhodný vazební prvek. Vazební prvek propustí pouze střídavý signál a stejnosměrný signál blokuje. Používá se kapacitní, transformátorová, laděná a přímá vazba.

3.1 Kapacitní vazba

Na obrázku 15 je zapojení dvoustupňového zesilovače s kapacitní vazbou. Jedná se o nejpoužívanější způsob oddělení (vazby) mezi jednotlivými stupni. Vazebním prvkem je kondenzátor C_{V2} , který stupně odděluje stejnosměrně a přizpůsobuje oba stupně pro zesílení střídavý signál. Nevýhoda této vazby je v reaktanci vazebního kondenzátoru C_{V2} , která tvoří s vstupním odporem druhého stupně derivační článek. Tento článek se chová jako kmitočtově závislý dělič napětí a zmenšuje celkové zesílení zesilovače na nízkých kmitočtech.



Obr. 15: Zapojení s kapacitní vazbou

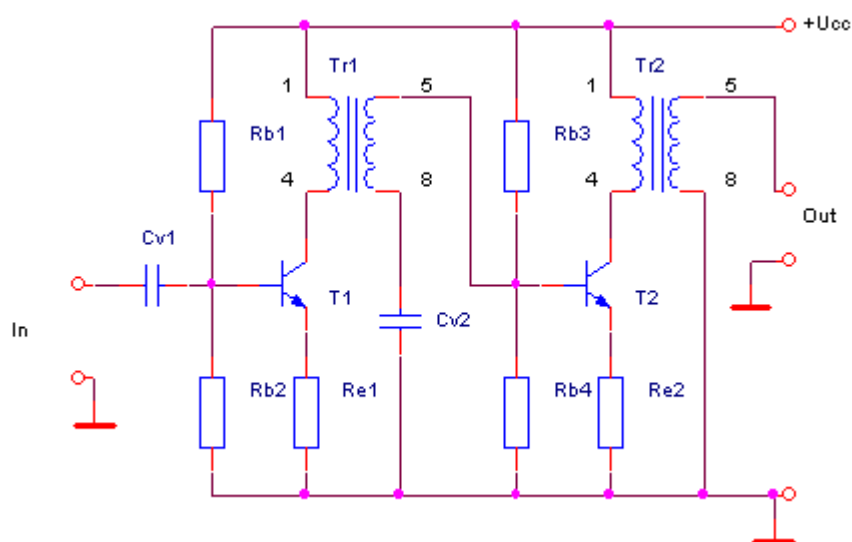
K poklesu zesílení dochází i při vysokých kmitočtech vlivem nežádoucí zpětné vazby, kde se uplatňuje vnitřní mezelektrodová kapacita C_{BC} . Vyskytují se zde i další parazitní kapacity, mezi které patří kapacity součástek a kapacity spojů. S rostoucím kmitočtem dochází ke zmenšení parametru h_{21e} .

3.2 Transformátorová vazba

Jak již z názvu vyplývá, tato vazba je specifická použitím transformátoru místo pracovního odporu R_C . Zapojení transformátorové vazby je na obrázku 16. Princip této vazby spočívá v protékajícím kolektorovém proudu primárním vinutím, při kterém dochází ke změnám magnetického toku v jádře a tím se v sekundárním vinutí indukuje napětí. Toto napětí se přivádí na vstup dalšího stupně. Tak jako u kapacitní vazby tak i u transformátorové je blokována stejnosměrná složka a propouštěna pouze střídavá složka napětí.

Transformátor je pro použití drahý, velký a může docházet k přesycení a tím pádem ke zkreslení zesilovaného signálu. Výhodou této vazby je možnost vhodným poměrem měnit impedanci. Vazební transformátor plní i funkci bezpečnostní.

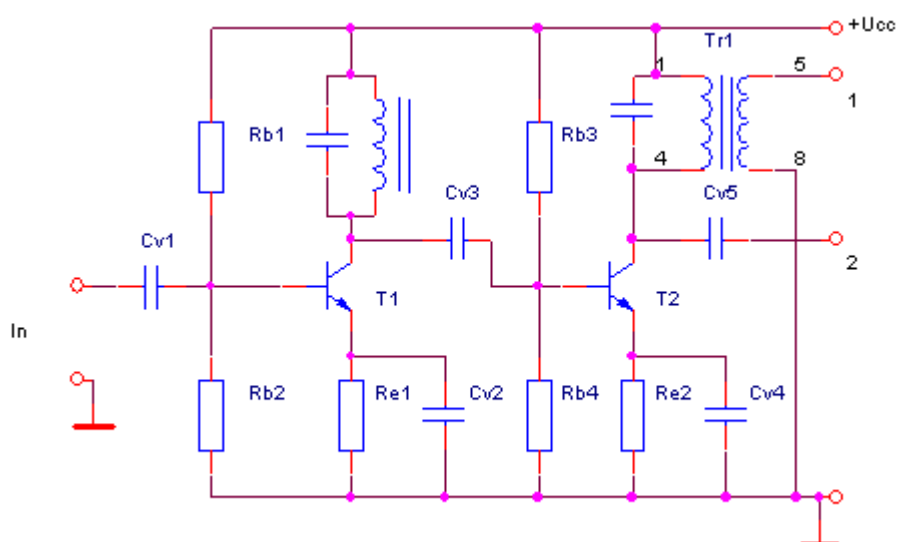
$$p = \frac{n_1}{n_2} = \frac{u_1}{u_2} = \frac{i_2}{i_1} = \sqrt{\frac{Z_{vst}}{Z_{vyst}}} \quad [-; V, A, \Omega] \quad (25)$$



Obr. 16: Schéma transformátorové vazby

3.3 Laděná vazba

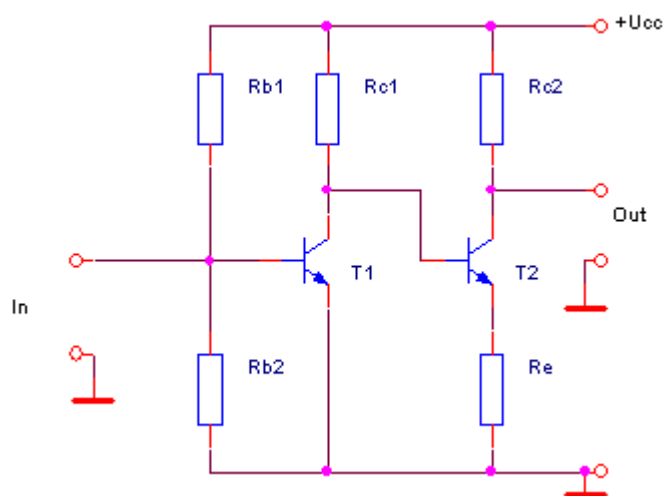
Laděná vazba se používá u vysokofrekvenčních zesilovačů např. v přijímačích, vysílačích, kde zesilují úzkou kmitočtovou oblast kolem rezonančního kmitočtu f_0 . Na kmitočet f_0 jsou naladěny rezonanční obvody v kolektorech tranzistoru. Šířka přenášeného pásma se určuje jakostí rezonančního obvodu. Příklad zapojení laděné vazby je na obrázku 17. vazba mezi T1 a T2 je kapacitní. Vazba z T2 může být provedena jako induktivní (1), nebo kapacitní (2).



Obr. 17: Schéma laděné vazby

3.4 Přímá vazba

Mezi zesilovacími stupni není žádný vazební prvek. Výstup prvního zesilovacího stupně je přímo spojen se vstupem druhého zesilovacího stupně. Taková vazba je možná pouze tehdy, kdy jsou přizpůsobeny stejnosměrné napětí z kolektoru prvního stupně a báze druhého stupně. Přizpůsobení se provádí pomocí odporu R_E v emitoru druhého stupně. Tento odpor určuje celkové zesílení dvoustupňového zesilovacího stupně.



Obr. 18: Schéma přímé vazby

Přímá vazba přivádí na bázi T2 zesílené stejnosměrné napětí z kolektoru T1. Tak jako ostatní zapojení, tak i toto zapojení má svou nevýhodu. Nevýhoda spočívá ve změně polohy klidového pracovního bodu prvního zesilovacího prvku. Například vlivem změny teploty dochází k změně pracovního bodu a tím i změně napětí na kolektoru. Tato změna se přenáší do dalšího zesilovacího stupně a může podstatně ovlivnit dané zesílení. Přímá vazba se používá ve stejnosměrných zesilovačích měřicích přístrojů, regulačních přístrojů a televizních přijímačích.

4 Vysokofrekvenční úzkopásmové zesilovače

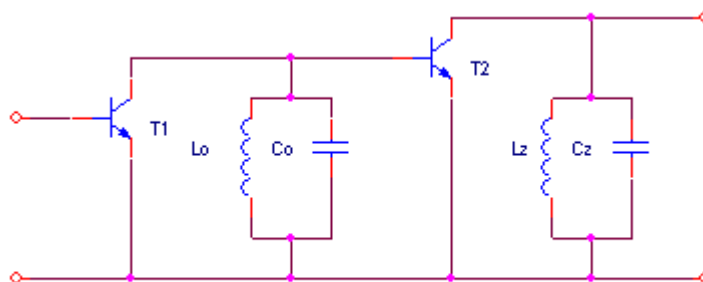
Jsou určeny pro zesilování signálu v určitém frekvenčním pásmu. Tento typ VF zesilovače lze často realizovat jako přeladitelné. ÚPZ jsou definovány poměrem šířky pásma B ku střednímu kmitočtu f_0 podle následujícího vzorce:

$$\frac{B}{f_0} < 0,1 \cdot f_0$$

VF úzkopásmové zesilovače na rozdíl od širokopásmových zesilovačů pracují s daleko užším frekvenčním pásmem a mají proto na jeden zesilovací stupeň větší zesílení. Z toho vyplývá, že se v každém zesilovacím stupni projeví zpětné parazitní vazby, které zhoršují frekvenční charakteristiku zesilovacího stupně a mohou způsobit rozkmitání zesilovacího stupně. U tohoto stupně musíme při návrhu kontrolovat zesílení, šířku pásma a stabilitu. Šířka pásma bývá malá a proto se volí paralelní rezonanční obvody nebo vázané rezonanční obvody s co největší jakostí naprázdno. Poměrem L/C můžeme měnit rezonanční impedanci obvodu a tím pádem zesílení stupně. Šířku frekvenčního pásma jednoho stupně určuje použitý rezonanční obvod. Zesílení většího počtu stupňů určíme vynásobením zesílení jednotlivých stupňů.

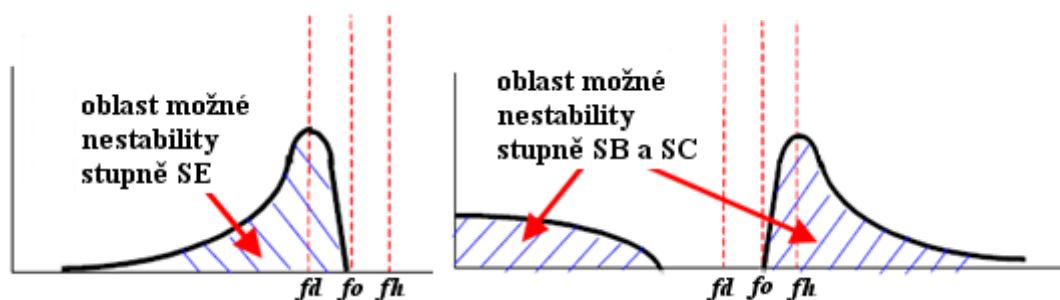
4.1 Stabilita zesilovacího stupně

Na obrázku 19 je zesilovací stupeň v zapojení se společným emitorem buzen ze vstupního paralelního rezonančního obvodu a na jeho výstupu je zatížen paralelním rezonančním obvodem. Oba paralelní rezonanční obvody jsou laděny na stejnou rezonanční frekvenci.



Obr. 19: Laděné rezonanční obvody [5]

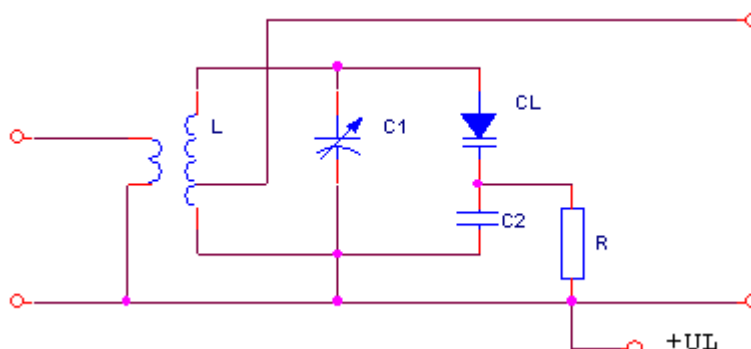
Podle obrázku 19 je tranzistor buzen zdrojem s velkou impedancí, uplatní se u něj výrazně vliv zpětné průchozí kapacity C_{cb} a vodivosti g_{cb} . Tento vliv se bude pro frekvence od rezonance vzdáleně zmenšovat. Při šetření frekvenční šířky pásma se můžeme setkat s nestabilitou. Zde uvádím na obrázku 20 oblasti možné nestability zesilovacích stupňů různého typu. Kritickou frekvenci můžeme zmenšit **neutralizací**, kompenzací kapacity C_{cb} .



Obr. 20: Nestability v zapojeních [5]

4.2 Přeladitelné úzkopásmové zesilovače

Vysokofrekvenční přeladované zesilovače se využívají při výběru jednotlivých sdělovacích kanálů při frekvenčním třídění signálů na vstupu přijímačů. Přeladování rezonančních obvodů se děje ve starší verzi vícenásobným ladicím kondenzátorem, který svými vlastními ztrátami příliš nezhoršuje výslednou jakost rezonančních obvodů a je tím pádem velmi vhodný pro úzkopásmové zesilovače, kde je zapotřebí velké jakosti rezonančních obvodů. Dalším prvkem, který umožňuje laditelnost rezonančních obvod jsou varikapy. Varikapy mají větší ztráty než ladicí kondenzátor, proto musí mít zabezpečeno stabilizované ladicí napětí +UL.



Obr. 21: Přeladitelné obvody [5]

Velikost kapacity C2 musí být větší než maximální velikost kapacity varikapu CL_{\max} . Hodnota odporu R souvisí s rezonanční impedancí paralelního rezonančního obvodu na uvažované frekvenci. V praxi bývá v řádech desítek k Ω . Ladícím kapacitorem C1 můžeme nastavit potřebné přeladění rezonančního obvodu.

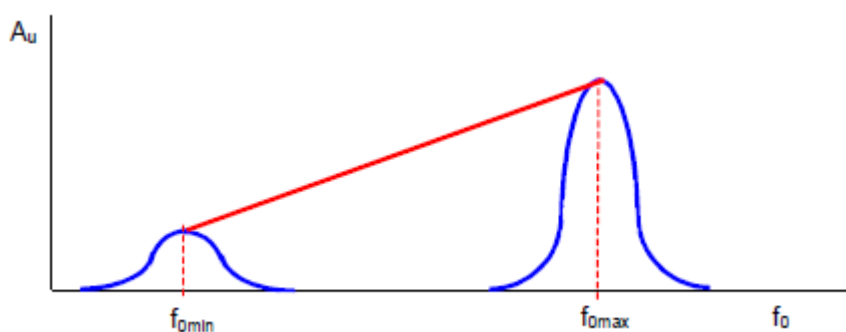
Činitel přeladění je určen vztahem:

$$k = \left(\frac{f_{0\max}}{f_{0\min}} \right)^2 [-] \quad (26)$$

Činitel přeladění vlastního varikapu:

$$k_C = \left(\frac{C_{L\max}}{C_{L\min}} \right)^2 [-] \quad (27)$$

Při přeladování proměnnou kapacitou se výrazně mění rezonanční impedance paralelního rezonančního obvodu a tím i zesílení zesilovacího stupně.



Obr. 22: Závislost zesílení na přeladění obvodu [5]

Minimální frekvence a impedance je určena vztahem:

$$f_{0\min} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{\max}}} \quad [Hz; rad/s, H, F] \quad (28)$$

$$Z_{0\min} = Q \cdot \sqrt{\frac{L}{C_{\max}}} \quad [\Omega; -, H, F] \quad (29)$$

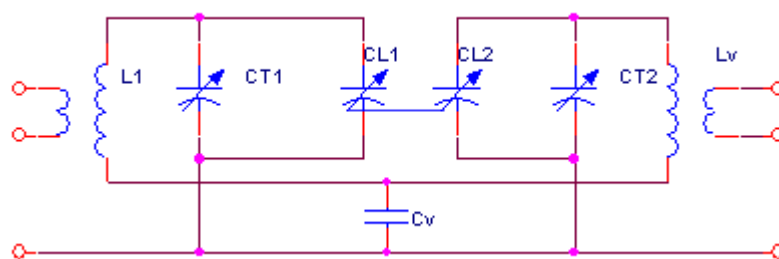
Maximální frekvence a impedance je určena vztahem:

$$f_{0\max} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{\min}}} \quad [Hz; rad/s, H, F] \quad (30)$$

$$Z_{0\max} = Q \cdot \sqrt{\frac{L}{C_{\min}}} \quad [\Omega; -, H, F] \quad (31)$$

Při přeladování dochází vlivem rezonanční impedance ke změně poměrů v zesilovacím stupni, neboť se mění diferenciální parametry zesilovacího tranzistoru. Z těchto změn vyplývá, že není možné přesně neutralizovat stupeň přeladovaných vf zesilovačů.

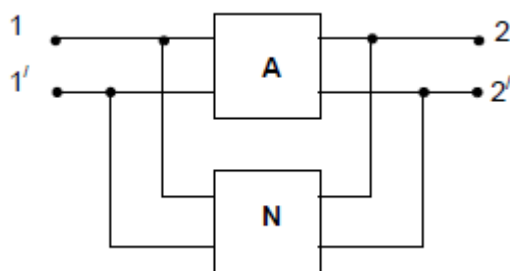
U přeladovaných vysokofrekvenčních zesilovačů je možné s ohledem na selektivitu použít i souběžně přeladovaných vázaných rezonančních obvodů. Většinou se používají proudové kapacitní nebo induktivní vazby. Kapacitní vazba, která je uvedena na obrázku 23, je vhodnější při velkých přeladěních, protože s rostoucí frekvencí klesá vazba a tím se přenos stává rovnoměrnějším.



Obr. 23: Vázané rezonanční obvody [5]

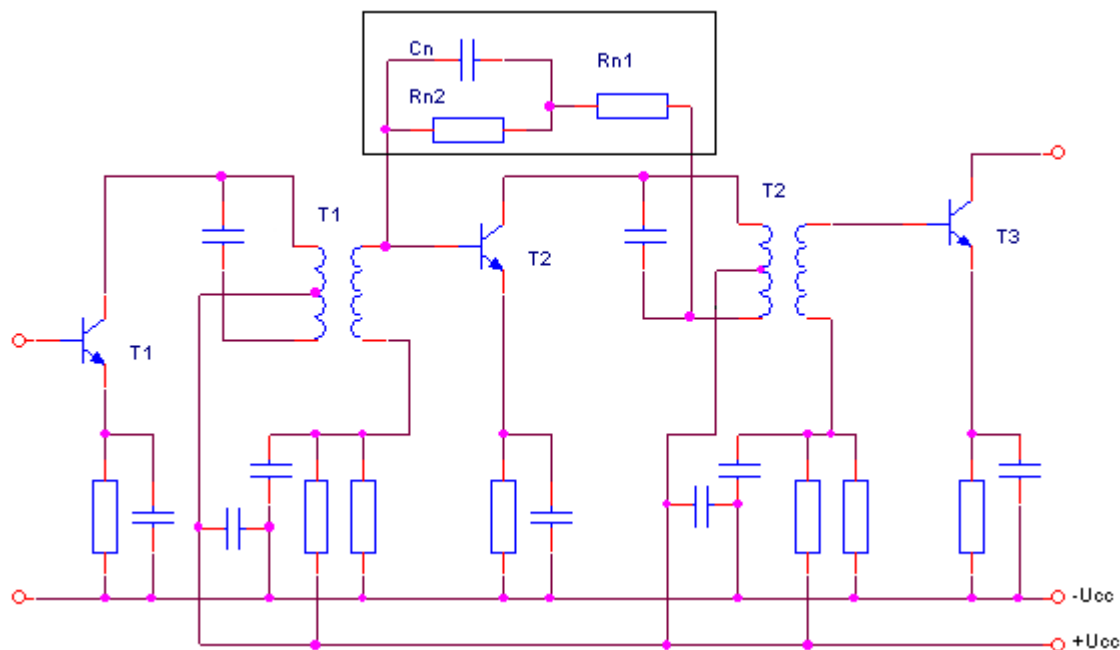
4.3 Unilaterizace stupně vf zesilovače

Unilaterální dvojbran je charakteristický nulovým zpětným přenosem. Výkon je přenášen pouze ze vstupu na výstup. V praxi není žádný dvojbran unilaterální. Unilaterálním se může stát připojením vnějšího unilateralizačního obvodu, který vykompenzuje parazitní zpětnou vazbu z výstupu na vstup tím, že přivede na vstup stejně velký signál, avšak s opačnou fází.[5]



Obr. 24: Unilaterální dvojbran

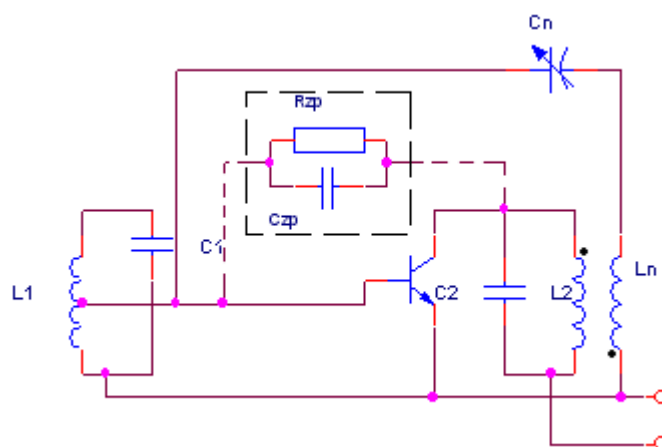
Na obrázku 25 je praktické zapojení unilateralizačního obvodu s otáčením fáze o 180° na rezonančním obvodu s vysokofrekvenčně uzemněnou odbočkou cívky.



Obr. 25: Unilaterizace zapojení [5]

V některých příkladech se můžeme setkat s neutralizací. Při neutralizaci nejsou ve zpětnovazebním obvodu žádné rezistory. Dochází ke kompenzaci pouze imaginární složky zpětné admitance.

Za jistých okolností může vnitřní zpětná vazba vyvolat oscilace zesilovače, nebo způsobit nestabilitu obvodu. Prvky L_1 , C_1 a L_2 a C_2 jsou naladěny na stejný kmitočet. K neutralizaci parazitní kapacity tranzistoru se používají neutralizační obvody. Na obrázku 26 je neutralizace provedena pomocí neutralizačního vinutí L_N a kondenzátoru C_N . Vinutí L_N je vinuto opačným směrem, aby se vyrovnaly nežádoucí vlastnosti. Přivedeme-li vf napětí z neutralizačního vinutí přes kondenzátor C_N k bázi tranzistoru, protéká tímto obvodem stejný proud, jako vnitřními parazitními členy C_{zp} , R_{zp} , avšak v opačné fázi. Omezí se vznik vnitřní kapacity a zvýší se stabilita vf zesilovače na úkor zmenšení zesílení.



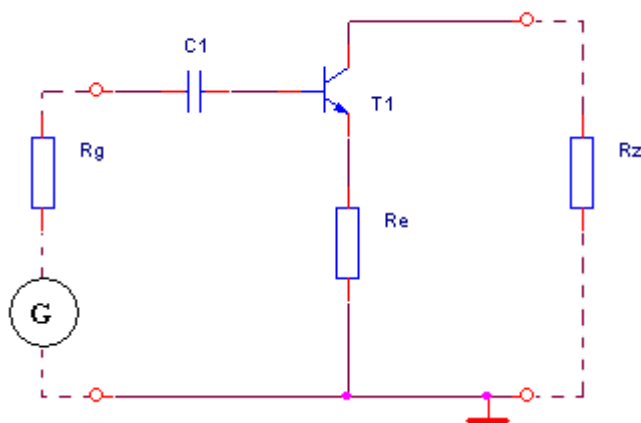
Obr. 26: Neutralizace pomocí vinutí L_N a kondenzátoru C_N [5]

5 Vysokofrekvenční širokopásmové zesilovače

Tyto zesilovače pracují s větší oblastí kmitočtového pásma. Širokopásmové zesilovače přenášejí kmitočtové pásmo větší než 10% středního kmitočtu f_0 ($B > 0,1 f_0$). Příkladem takovýchto zesilovačů mohou být mezifrekvenční zesilovače televizních přijímačů, osciloskopů, čítačů, elektronických měřicích přístrojů a jiných zařízení.

5.1 Širokopásmové zesilovače se zpětnou vazbou

Záporná zpětná vazba se užívá ke zmenšení nelineárního zkreslení zesilovačů, k rozšíření jejich dynamického rozsahu, zvětšení šířky pásma a k potlačení nežádoucích vlastností. Na obrázku 27 je zjednodušené schéma tranzistorového zesilovače v zapojení se společným emitorem. Proudová sériová zpětná vazba vzniká na emitorovém odporu. Označení vazby je dáno podle střídavého zpětnovazebního napětí u_c , které je z hlediska vstupních elektrod báze a editoru, zapojeno do série se vstupním napětím. Záporná vazba se označuje z důvodu, že výstupní napětí je vůči vstupnímu napětí v protifázi.

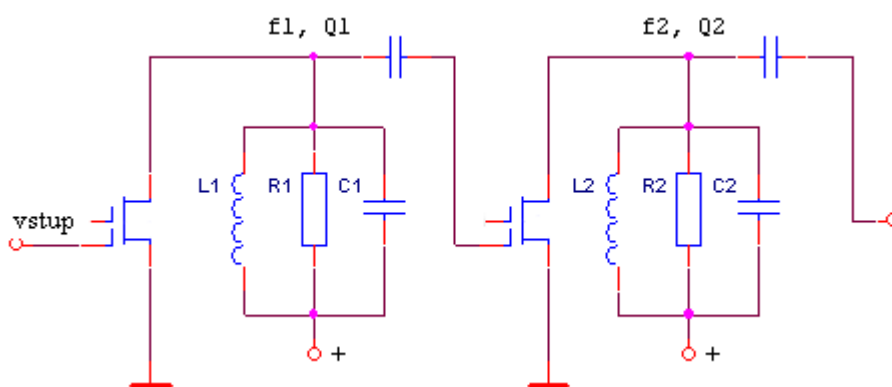


Obr. 27: Zesilovač se sériovou proudovou zápornou zpětnou vazbou

5.2 Širokopásmové zesilovače s reaktančními vazebními obvody

Širokopásmové zesilovače určené pro vysokofrekvenční a mikrovlnnou oblast mohou být koncipovány jako kaskádní řazení tranzistorů, mezi nimiž jsou zařazeny reaktanční vazební

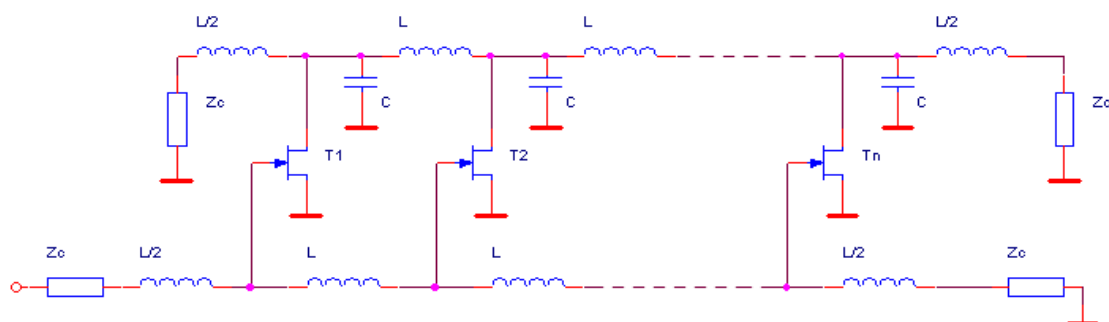
obvody. Zesilovače s reaktančními vazebními obvody mohou být naladěny souběžně nebo rozloženě. Zapojení na obrázku 28 se skládá s tranzistoru MOSFET s dvěma hradly. Tranzistor FET-MOSFET mají lepší vlastnosti jak bipolární tranzistory. Zátěž tranzistorů tvoří rezonanční obvody složené z LC prvků, které mají rozdílné činitele jakosti Q_1 , Q_2 a rozdílné rezonanční kmitočty f_1 a f_2 . Z důvodu, že jsou rezonanční obvody naladěny na jiné kmitočty, se jedná o zapojení s rozloženě laděnými obvody.



Obr. 28: Zapojení s reaktančními vazbami (knížka poznáváme elektroniku)

5.3 Širokopásmové zesilovače s rozprostřeným zesílením

Zesilovač s rozprostřeným zesílením umožňuje dosáhnout extrémní šířky pásma řádu až několika dekád. Tyto zesilovače se také nazývají zesilovače s postupnou vlnou. Koncepce vychází ze skutečnosti, že hlavními omezujícími prvky při zvyšování horní kmitočtové hranice širokopásmových zesilovačů jsou vstupní a výstupní kapacity aktivních prvků, tranzistorů, které vedou procházející signál k zemi. Na obrázku 29 lze vidět, že obvod je složený převážně z kapacit a indukčností.



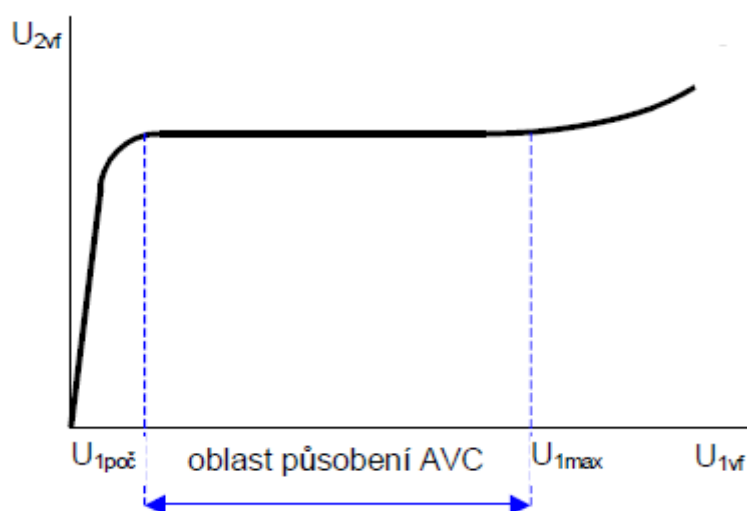
Obr. 29: Schéma zesilovače s rozprostřeným zesílením [1]

6 Řízení zesílení vysokofrekvenčních zesilovačů

Většina vysokofrekvenčních zesilovačů umožňuje nastavení zisku. Nastavitelné zesílení se většinou označuje jako automatické řízení zesílení AGC (automatic gain control), nebo AVC (automatic volume control). Česky to můžeme označovat jako automatické vyrovnání citlivosti. Řízení zesílení můžeme provádět pomocí automatického řízení zesílení, nebo časově řízeného zesílení. Za účelem řízení zesílení vysokofrekvenčního zesilovacího prvku jsou ovlivňovány parametry zapojení jako například proud kolektoru, napětí U_{CE} , nebo změna hodnoty diferenciálního odporu diody. V poslední části této kapitoly jsou popsány funkce řízení zesílení u dvou zapojení.

6.1 Automatické řízení zesílení

Tato metoda se používá u přijímačů, které mají dávat na výstupu vysokofrekvenční části konstantní napětí, aniž by byla ovlivněna velikost vstupního napětí. Na obrázku 30 je vidět oblast působení AVC. Obvody řízení zesílení začínají zmenšovat zesílení zesilovače až od určité velikosti vstupního napětí (závisí na šumových parametrech). Můžeme automatické řízení zesílení označit jako zpožděné řízení zesílení, z důvodu časového opoždění od žádosti na zesílení (zeslabení) k provedení úkolu. Oblast řízení AVC se pohybuje podle zapojení konkrétního obvodu od 20 dB do 80 dB.



Obr. 30: Řízené zesílení zesilovacího stupně [5]

Napětí pro řízení zesílení v zesilovači je získáno z usměrňovače s kapacitním výstupem, který je umístěn na výstupu vysokofrekvenčního zesilovače. Zesílené vysokofrekvenční napětí je usměrňovačem a vyhlazeno filtrem RC s časovou konstantou 0,5 s. Větší časové konstanty jsou nevhodné z důvodu rychlosti, protože obvody AVC by mohly potlačit příjem slabých signálů. Vytvořené stejnosměrné napětí řídí obvody vysokofrekvenčního zesilovače. Konstrukci řízených stupňů odpovídá polarita napětí. Řídící napětí může být kladné (U_{AVC+}) nebo záporné (U_{AVC-}). Napětí je většinou superponováno na napětí, které určuje klidový pracovní bod tranzistoru. [5]

6.2 Časově řízené zesílení

Používá se u impulsních vysokofrekvenčních zařízení jako jsou radiolokátory, ultrazvukové diagnostické zařízení. U vysokofrekvenčního zesilovače se mění zisk přijímače v závislosti na době, která uplynula od vyslání impulsu. Zisk je různý podle toho, jak silný je očekávaný odražený signál na vstupu přijímače. Při krátké době od odeslání impulsu bude zesilovač málo citlivý, ale při dlouhé době bude mít zesilovač velkou citlivost. Napětí pro řízení se získává z časovacích obvodů, které současně řídí obvody pro vysílání radioimpulsů. [5]

6.3 Metody pro řízení

Obvody pro řízení využívají:

a) posuvu klidového pracovního bodu tranzistoru

- zmenšováním kolektorového proudu I_C

Tento způsob umožňuje pouze malý rozsah regulace do cca 20 dB, pro svou energetickou výhodnost se používá pouze v nejjednodušších přenosných přijímačích radiového signálu, napájených z baterií

- zmenšováním kolektorového napětí U_{CE} vlivem zvětšování kolektorového proudu a zvětšování úbytku napětí na kolektorovém rezistoru

Tento způsob umožňuje rozsah regulace i více než 60 dB, vyžaduje však použití tranzistoru, jenž je schopen řízení tímto způsobem; tento způsob je oproti předchozímu energeticky daleko náročnější, protože pro zmenšení U_{CE} protéká tranzistorem značný kolektorový proud I_C (až 30 mA).

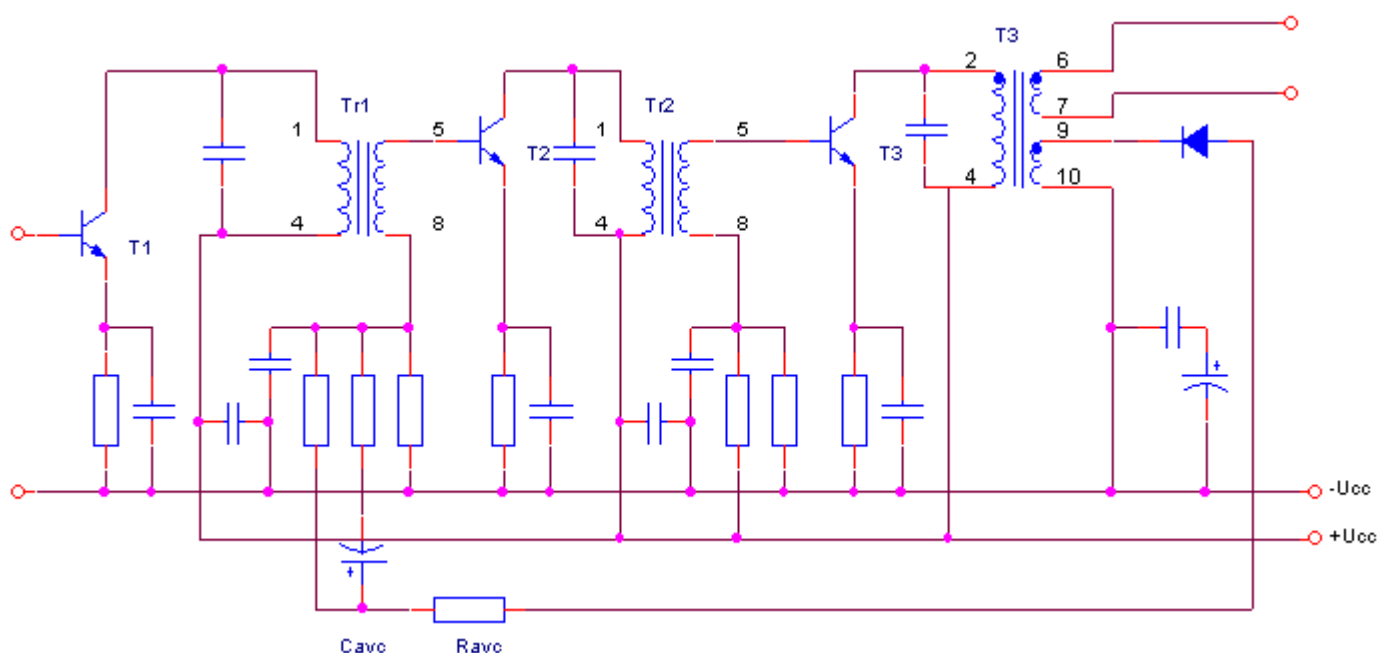
b) **změny diferenciálního odporu diod**, zapojených v propustném směru, posuvem pracovního bodu (jejich klidový pracovní bod je nastaven v blízkosti prahového napětí, tj. v ohybu voltampérové charakteristiky, kde je změna diferenciálního odporu největší); diody mohou působit jako

- **tlumicí** - jsou připojovány paralelně k paralelním rezonančním obvodům, které jsou tak při větším signálu přidavně tlumeny, čímž se zmenšuje jejich rezonanční impedance a klesá zesílení patřičných stupňů; současně dochází ke zvětšování šíře pásma B rezonančních obvodů (obr.6.1.4.3-4);
- **oddělovací** - tvoří se vstupním odporem tranzistorů napěťové děliče, které při velkém vstupním napětí zvětší vlivem nárůstu diferenciálního odporu diod svůj dělicí poměr a zmenší tak vstupní napětí tranzistoru na únosnou hodnotu; současně dochází k nechtěnému odtlumování rezonančního obvodu na vstupu tranzistoru a tím ke zvětšování zesílení předchozího tranzistoru a zmenšování šíře pásma B

6.4 Příklady zapojení řízených prvků v obvodech

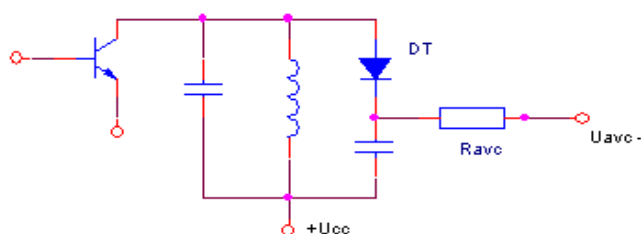
Zde jsou uvedeny dvě zapojení prvků, které umožňují řízení zesílení. Možností zapojení prvků je velké množství. Zapojení se liší pro různé typy použitých součástek.

Dioda usměrňovače na obrázku 31 je zapojena tak, aby napětí pro obvod řízení zesílení bylo záporné; její pracovní bod je posunut směrem ke kladnějšímu napětí (blíže prahovému napětí) pomocí děliče v bázi řízeného tranzistoru. Při větším vysokofrekvenčním signálu na vstupu zesilovače se objeví i větší vysokofrekvenční napětí na výstupu zesilovače a tím i větší stejnosměrné napětí na výstupu usměrňovače, které je vzhledem ke způsobu zapojení diody záporné. Toto napětí je ještě přidavně vyfiltrováno členem R_{AVC} , C_{AVC} a přivedeno na bázi řízeného tranzistoru T2, který na zmenšené napětí na bázi reaguje zmenšením kolektorového proudu I_C . Zmenšením kolektorového proudu se mění diferenciální parametry tranzistoru: h_{11} roste, h_{21} klesá, h_{22} klesá. [5]



Obr. 31: Řízené zesílení s více zesilovacími stupni [5]

Druhé zapojení na obrázku 32 obsahuje pouze hlavní část, která je odpovědná za řízení zesílení. Paralelně k rezonančnímu obvodu je zapojena tlumicí dioda DT, která je při slabém signálu prakticky nevodivá (přídavný tlumicí odpor je určen diferenciálním odporem uzavřené diody, jenž je v tomto případě značný). Jestliže se při velkém vysokofrekvenčním napětí objeví na vývodu U_{AVC} zápornější regulační napětí probíhá regulace proti kladnému napájecímu napětí $+U_{CC}$, počne diodou protékat malý proud, její diferenciální odpor se výrazně zmenší a tím se výrazně zatluší rezonanční obvod, jehož rezonanční impedance klesne. Tranzistor, jehož je tento obvod zátěží, má pak daleko menší zesílení. Současně se zvětšuje širší frekvenčního pásma B obvodu. Nevýhodou uvedeného obvodu je ta skutečnost, že dioda odebírá z usměrňovače relativně velký proud.



Obr. 32: Řízené zesílení pomocí diody DT [5]

7 Návrh a měření na zesilovači č.1

Při navrhování zesilovače jsou kladeny požadavky na správné nastavení pracovního bodu zesilovače, vhodného poměru odporů aj. Zvolil jsme základní zapojení tranzistorového stupně se společným emitorem v zapojení s můstkovou stabilizací a zpětnou proudovou vazbou. Některé parametry jsem zvolil podle doporučení z použitých materiálů.

7.1 Návrh parametrů zapojení

Nastavení pracovního bodu

Požadujeme-li po zesilovači, aby zesiloval střídavé napětí bez zkreslení, je zapotřebí nastavit pracovní bod tranzistoru. Pracovním bodem se rozumí nastavení pracovního napětí pro tranzistor. Pracovní bod je určen proudem kolektoru I_C a napětím U_C . Nastavení pracovního bodu se provádí pomocí rezistoru zapojených do obvodu s tranzistorem. Existuje více možností nastavení pracovního bodu.

Zvolil jsem standardní zapojení tranzistoru s můstkovou stabilizací, tranzistor BF199, napájecí napětí 12V, $h_{21E} = 330$, $I_C = 5mA$, $h_{11E} = 8500\Omega$

Tranzistor BF199

BF199 je vysokofrekvenční tranzistor, který může pracovat až do velikosti tranzitního kmitočtu 550 MHz. Používá se v různých vf zařízeních.

Kolektorový odpor R_C

Hodnota tohoto odporu se volí od $1k\Omega$ do $100k\Omega$ v závislosti na velikosti proudu, který potřebujeme aby protékal tranzistorem. Při zvolení velkého odporu bude kolektorem protékat malý proud a na výstupu bude malý rozkmit výstupního napětí. Malý odpor se používá u napěťových zesilovač. Zvolený proud $I_C=5mA$

$$R_C = \frac{\frac{1}{2}U_{CC}}{I_C} \quad [\Omega; V, A] \quad (32)$$

$$R_C = \frac{6}{5 \cdot 10^{-3}} = 1200 \, \Omega \Rightarrow \text{volím rezistor } 1,2 \, k\Omega$$

Rezistor R_E v obvodu emitoru

Tento odpor zmenšuje dosažitelný rozkmit výstupního napětí, ale zase na druhou stranu zlepšuje stabilitu nastavení pracovního bodu zesilovače. Zavádí do obvodu zápornou proudovou zpětnou vazbu a zmenšuje zkreslení zesilovače. Proudová zpětná vazba zvětšuje vstupní odpor zesilovače, který méně zatěžuje obvod ke kterému je připojen. Hodnotu odporu R_E jsem zvolil na 30Ω .

Rezistory pro nastavení pracovního bodu

Rezistory R_1 a R_2 tvoří tzv. napěťová dělič. Zde je důležité vytvořit správný poměr těchto odporů velikost celkového odporu určuje tvrdost děliče. Příčný proud z napájecího zdroje prochází trvale oběma odpory zapojenými do série.

Proud báze je určen vztahem:

$$I_B = \frac{I_C}{h_{21E}} [A; -] \quad (33)$$

$$I_B = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{330} = 15 \, \mu A$$

Pro spolehlivou funkci stabilizace se volí příčný proud děličem asi 5-10 krát větší než proud do báze.

$$I_{P\check{R}} = 6,5 \cdot I_B [A] \quad (34)$$

$$I_{P\check{R}} = 6,5 \cdot 15 \cdot 10^{-6} = 98 \, \mu A$$

Příčný proud je určen vztahem:

$$I_{P\check{R}} = \frac{U_{CC}}{R_1 + R_2} [A; V, \Omega] \quad (35)$$

Ze vzorce 35 lze vyjádřit celkový odpor báze:

$$R_1 + R_2 = \frac{U_{CC}}{I_{P\check{R}}} \quad [\Omega; V, A] \quad (36)$$

$$R_1 + R_2 = \frac{12}{98 \cdot 10^{-6}} = 122448 \, \Omega$$

Výpočet odporu R_2 :

$$R_2 = \frac{U_{BE} + R_E \cdot I_E}{I_{P\check{R}}} \quad [\Omega; V, A] \quad (37)$$

$$R_2 = \frac{0,7 + 30 \cdot 5 \cdot 10^{-3}}{98 \cdot 10^{-6}} = 22448 \, \Omega \Rightarrow \text{volím rezistor } 22 \, k\Omega$$

Výpočet odporu R_1 :

$$R_1 = \frac{U_{CC}}{I_{P\check{R}}} - R_2 \quad [\Omega; V, A] \quad (38)$$

$$R_1 = \frac{12}{98 \cdot 10^{-6}} - 22448 = 100050 \, \Omega \Rightarrow \text{volím rezistor } 100 \, k\Omega$$

Vazební kondenzátory C_{v1} a C_{v2}

Kondenzátory zabraňují průchodu stejnosměrného napětí při připojení vstupního signálu a pro připojení zátěže. Kondenzátory se označují jako „vazební“, protože slouží k navázání připojovaných prvků.

Vstupní odpor:

$$R_{VST} = \frac{R_B \cdot (h_{11E} + R_E \cdot h_{21E})}{R_B + (h_{11E} + R_E \cdot h_{21E})} \quad [\Omega; -] \quad (39)$$

$$R_{VST} = \frac{18032 \cdot (8500 + 300 \cdot 330)}{18032 + (8500 + 300 \cdot 330)} = 15372 \, \Omega$$

$$C_1, C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_d \cdot R_{VST}} [F; rad/s, Hz, \Omega] \quad (40)$$

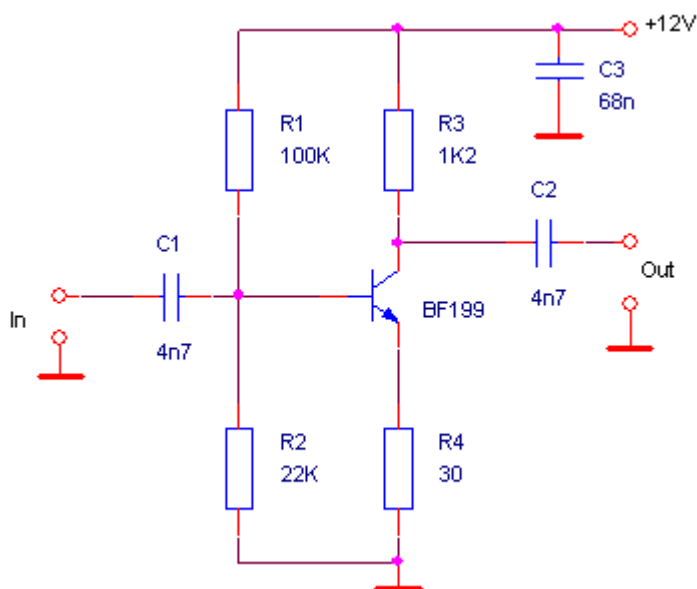
$$C_1, C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2500 \cdot 15372} = 4,14 nF \Rightarrow 4,7 nF$$

Odrušovací kondenzátor C

Kondenzátor plní funkci odrušení napájecího napětí a nežádoucí kmitočty přímo zkratuje se zemí. Zvolená hodnota 68nF.

7.2 Navržené schéma zesilovače

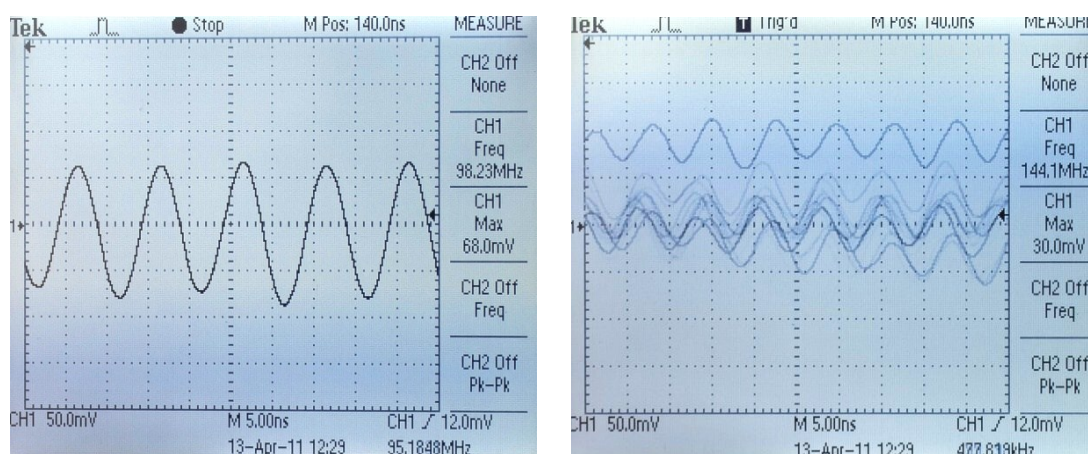
Navržené schéma zapojení prvního zesilovače je na obrázku 33.



Obr. 33: Schéma zapojení zesilovače

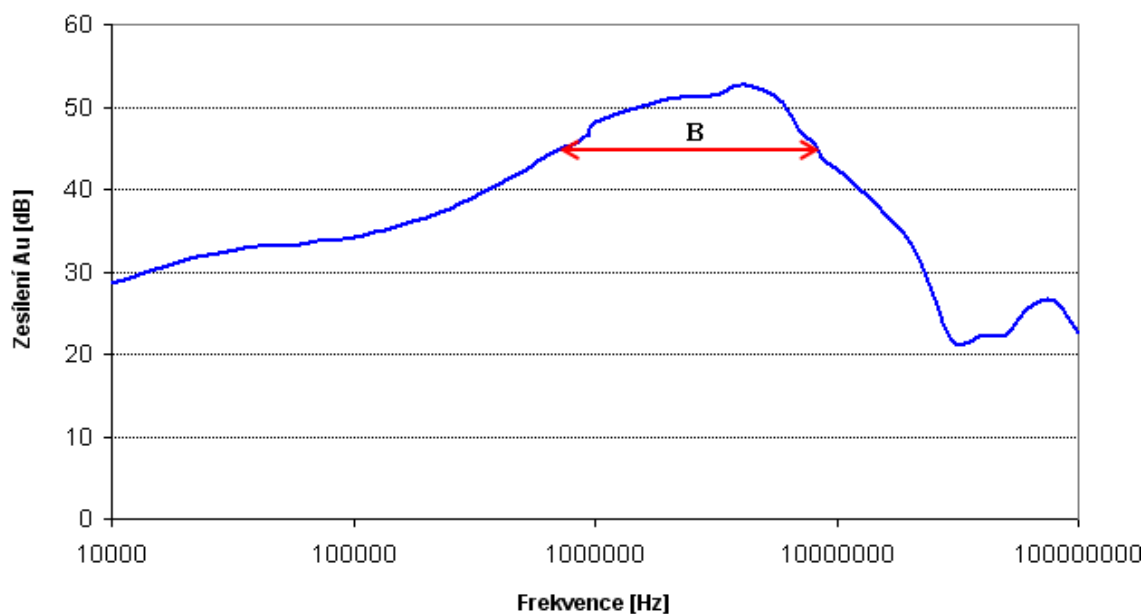
7.3 Měření prvního zesilovače

Zesilovač jsem zapojil na univerzálním plošném spoji. Přiváděl jsem na vstupní svorky zesilovače sinusový signál z generátoru a měřil jsem pomocí osciloskopu výstupní signál a jeho napětí. Vstupní napětí do zesilovače jsem nastavil na generátoru na hodnotu 10mV. Při prvním měření jsem se dostal pouze do kmitočtu 100 MHz. Nad tento kmitočet výstup zesilovače začal zkreslovat, jak je vidět na obrázku 34. To mohlo být způsobeno kapacitami na plošném spoji a ovlivněním vstupním vf signálem. Pro zlepšení vlastností jsem zesilovač vložil do plechové krabičky. Předpokládal jsem zlepšení vlastností, ale i po vložení do krabičky se situace nezlepšila.



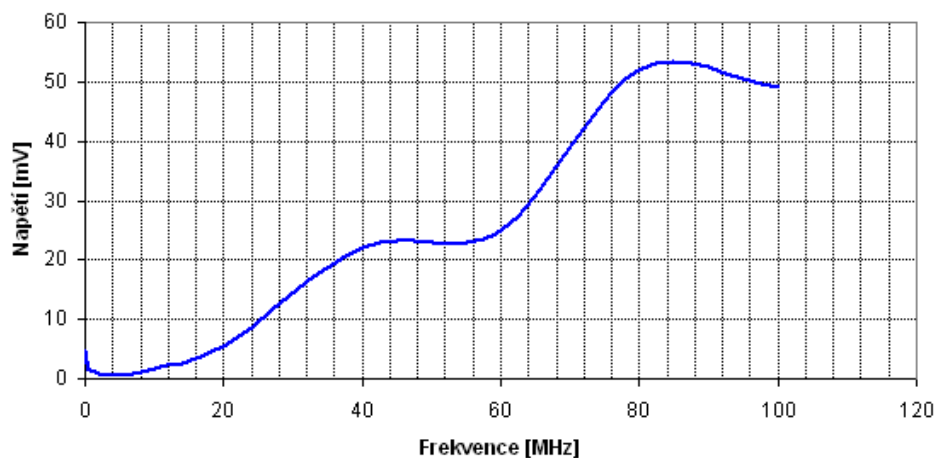
Obr. 34: Porovnání výstupního signálu

V návrhu tohoto zesilovače jsem zvolil dolní frekvenci na 2500 Hz. Měření probíhalo od frekvence 10 kHz do frekvence 100 MHz. Výsledná frekvenční charakteristika je uvedena na obrázku 35. Z frekvenční charakteristiky lze vyjádřit šířku pásma zesilovače. Tato šířka se určí poklesem o 3 dB od největší úrovně zesílení. Šířka pásma je označena na obrázku šipkou a její velikost je přibližně v rozmezí od 700 kHz až 7MHz. Hodnota největšího napětíového zesílení je rovna 53 dB při frekvenci 4 MHz. Zesilovač zesiloval vstupní signál v celém měřeném rozsahu. Použitý tranzistor BF199 by měl zesilovat vstupní signál až do velikosti tranzitního kmitočtu, který je stanovený výrobcem na hodnotu 550MHz. Při této frekvenci tranzistor vstupní signál už nezesiluje.



Obr. 35: Frekvenční charakteristika zesilovače

Dalším parametrem, který jsem měřil je vstupní citlivost. Citlivost je hodnota napětí, která dokáže zesilovač zpracovat. Z obrázku 36 je patrné, že na vyšších frekvencích je zesilovač více citlivý na vstupní napětí.



Obr. 36: Vstupní citlivost zesilovače

Dynamický rozsah zesilovače je dán poměrem nejmenší úrovně signálu k nejsilnější úrovni.

$$DS = 20 \log \frac{22 \cdot 10^{-3}}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 46 \text{ dB}$$

8 Návrh a měření na zesilovači č. 2

Při návrhu vysokofrekvenčního zesilovače, jsem vycházel z jednoduchosti zapojení a dobrých obvodových vlastností. Zapojení bude obsahovat dva zesilovací prvky, tedy tranzistory, které jsou zapojeny odlišným způsobem. Dále je zde uveden výpočet parametru zesilovače.

8.1 Návrh parametru zapojení

Zvolil jsem kaskádní zapojení tranzistoru SE a SB, tranzistory BC547B.

Zvolené parametry zapojení

Napájecí napětí 12V, $I_C = 6,5 \text{ mA}$, $R_C = 680 \Omega$, $\beta = 200$

Tranzistor BC547B

BC547B je označován jako nízkofrekvenční tranzistor, který může pracovat s kmitočty, až do velikosti tranzitního kmitočtu 330 MHz. Používá se v běžných zapojeních i nf technice.

Kolektorový odpor R_C

Odpor kolektoru jsem zvolil na hodnotu $R_C = 680 \Omega$, Zvolený proud $I_C = 6,5 \text{ mA}$

Rezistor R_E a C_E v obvodu emitoru

Tento odpor zmenšuje dosažitelný rozkmit výstupního napětí, ale zase na druhou stranu zlepšuje stabilitu nastavení pracovního bodu zesilovače. Zavádí do obvodu zápornou proudovou zpětnou vazbu a zmenšuje zkreslení zesilovače. Napětí $U_{BE} = 0,65 \text{ V}$, Zvoleno $C_E = 10 \text{ nF}$

$$R_E = \frac{U_E}{I_C} [\Omega; V, A] \quad (41)$$

$$R_E = \frac{0,65}{6,5 \cdot 10^{-3}} = 100 \Omega \Rightarrow \text{volím rezistor } 100 \Omega$$

Rezistory pro nastavení pracovního bodu

Rezistory R_1 , R_2 a R_3 tvoří tzv. napěťová dělič. Nejprve jsem vypočítal proud báze I_B .

Proud báze je určen vztahem:

$$I_B = \frac{I_C}{h_{21E}} [A; -] \quad (42)$$

$$I_B = \frac{6,5 \cdot 10^{-3}}{200} = 0,032 \text{ mA}$$

Proud I_1 odporovým děličem volíme asi 10 krát větší než proud báze.

$$I_1 = 10 \cdot I_B = 9 \cdot 0,03 = 0,32 \text{ mA}$$

Napětí na odporu R_1 :

$$U_{R1} = U_{CC} - (I_C \cdot R_E) - 1,7 [V; A, \Omega] \quad (43)$$

$$U_{R1} = 12 - 0,7 - 1,7 = 9,65 \text{ V}$$

Napětí na odporu R_2 :

$$U_{R2} = 1,3 \text{ V}$$

Napětí na odporu R_3 :

$$U_{R3} = (I_C \cdot R_E) + 0,7 [V; A, \Omega] \quad (44)$$

$$U_{R3} = (6,5 \cdot 10^{-3} \cdot 100) + 0,7 \text{ V} = 1,35 \text{ V}$$

Výpočet odporu R_3 :

$$R_3 = \frac{U_{R3}}{I_1} [\Omega; V, A] \quad (45)$$

$$R_3 = \frac{1,35}{0,32} = 4218 \, \Omega \Rightarrow \text{volím rezistor } 4,7 \, k\Omega$$

Výpočet odporu R_2 :

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_1} \quad [\Omega; V, A] \quad (46)$$

$$R_2 = \frac{1,3}{0,32} = 4333 \, \Omega \Rightarrow \text{volím rezistor } 4,7 \, k\Omega$$

Výpočet odporu R_1 :

$$R_1 + R_2 + R_3 = \frac{U_{CC}}{I_1} \quad [\Omega; V, A] \quad (47)$$

$$R_1 + 8833 = 37500$$

$$R_1 = 28900 \, \Omega \Rightarrow \text{volím rezistor } 27 \, k\Omega$$

Vazební kondenzátory C_1 a C_3

Kondenzátory zabraňují průchodu stejnosměrného napětí při připojení vstupního signálu a pro připojení zátěže. Kondenzátory se označují jako „vazební“, protože slouží k navázání připojovaných prvku. Minimální frekvence je zvolena na 200 kHz.

$$R_B = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3} = 2350 \, \Omega$$

$$C_1 \geq \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_{\min} \cdot R_B \parallel (\beta + 1) \cdot R_E} \quad [C; rad/s, Hz, \Omega] \quad [12] \quad (48)$$

$$C_1 \geq \frac{10}{6,28 \cdot 200 \cdot 10^3 \cdot 2350 \parallel (200 + 1) \cdot 100} = 3,9 \, nF$$

Výpočet π_1 :

$$\pi_1 = \frac{0,025}{I_E} \quad [\Omega; A] \quad (49)$$

$$\pi_1 = \frac{0,025}{I_E} = 3,8 \, \Omega$$

$$C_3 \geq \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_{\min} ((\beta + 1) \cdot R_E + \pi_1)} \quad [C; rad/s, Hz, \Omega] \quad [12] \quad (50)$$

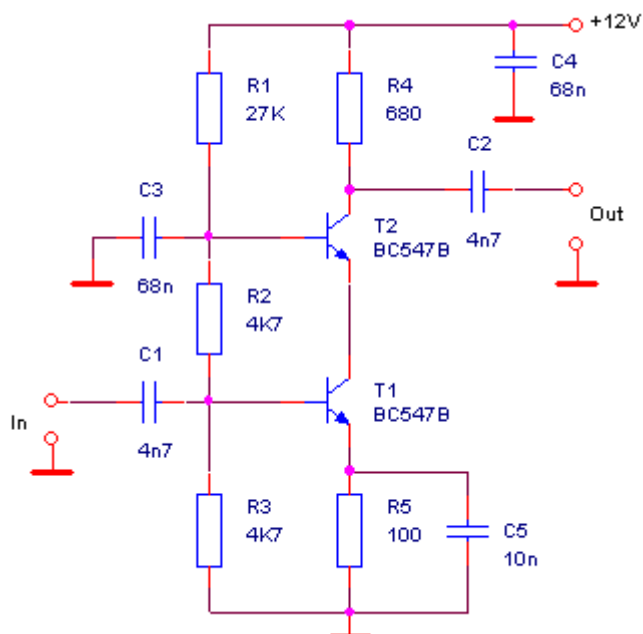
$$C_3 \geq \frac{10}{6,28 \cdot 1000 \cdot ((200 + 1) \cdot 100 + 3,8)} = 65 \, nF$$

Odrušovací kondenzátor C

Kondenzátor plní funkci odrušení napájecího napětí. Zvolená hodnota 68nF.

8.2 Navržené schéma zesilovače

Navrhované schéma zapojení druhého zesilovače je na obrázku 37. Signál přichází přes vazební kondenzátor do báze tranzistoru T1, kde je signál zesílen. Tranzistor T1 je zapojený jako společný emitor (SE) a T2 je v zapojení se společnou bází (SB). Nejprve si popíšeme vlastnosti zapojení tranzistoru T1. T1 je zatížený vstupní impedancí tranzistoru T2, která je velmi malá. Tranzistor T1 má malé napěťové zesílení, zesiluje pouze proudově. Tranzistor T2, který je zapojený jako SB, omezuje vznik Millerových kapacit tranzistoru.



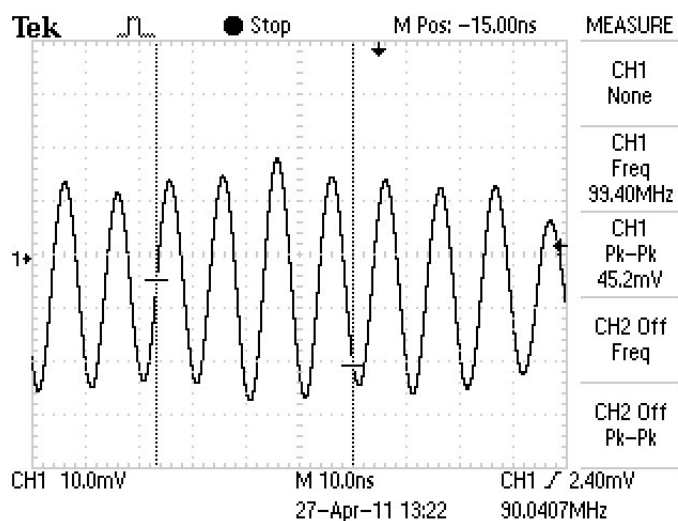
Obr. 37: Navržené schéma zesilovače

8.3 Měření na zesilovači

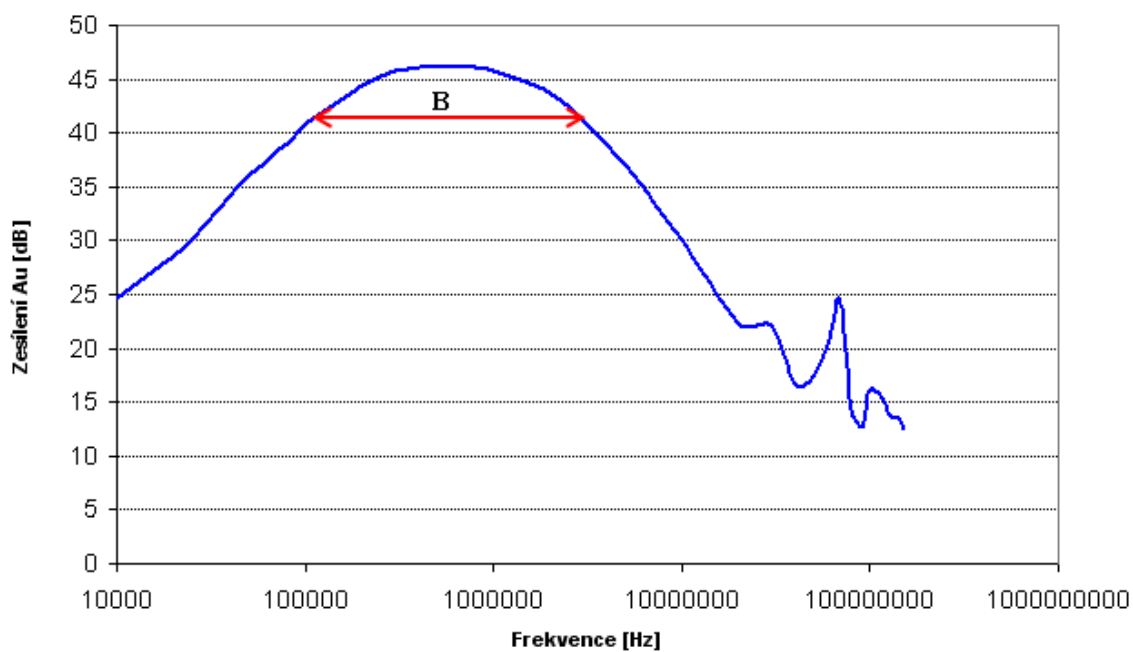
Měření na druhém navrženém zesilovači probíhalo podobně jako měření prvního zesilovače. Zapojení je také realizováno na plošném spoji a umístěno v plechové krabici. Měření probíhalo od frekvence 10 kHz do 150 MHz. Výsledná frekvenční charakteristika je na obrázku 39. Tato charakteristika má v začátku plynulejší charakter, ale nad hranicí 100 MHz zde dochází k poklesu napěťového zesílení. Zapojením tohoto zesilovače, jsem se dostal až na kmitočet 150 MHz, kde ještě nedocházelo k velkému zkreslení výstupního zesíleného signálu, ale celkové zesílení klesalo dolů. Na obrázku 38 lze vidět, že výstupní signál je ovlivňován okolním rušením.

Dynamický rozsah zesilovače je dán poměrem nejmenší úrovně signálu k nejsilnější úrovni.

$$DS = 20 \log \frac{1 \cdot 10^{-3}}{0,2} = 46 \text{ dB}$$



Obr. 38: Výstupní signál zesilovače při 100 MHz



Obr. 39: Frekvenční charakteristika zesilovače

Na obrázku 39 je šipkou zobrazena šířka pásma, která je určena poklesem o 3 decibely od maximálního napětového zesílení. Šířka pásma je od 110 kHz do 6 MHz.

9 Závěr

V této práci, která se zabývá problematikou návrhu vysokofrekvenčního zesilovače, jsem nejprve popsal základní vlastnosti těchto zesilovačů. Tyto základní vlastnosti, mezi které patří např. selektivita, dynamický rozsah, stabilita jsou pro vf zesilovače rozhodujícími vlastnostmi pro kvalitní zpracování přijímaného signálu. Uvedené parametry jsou určeny vstupními obvody a použitými elektronickými součástkami. Vf zesilovače se rozdělují na širokopásmové a úzkopásmové podle toho, jakou oblast frekvenčního pásma dokážou zpracovat.

V posledních dvou bodech jsem navrhl a změřil parametry navržených zesilovačů. Oba měřené zesilovače byly umístěny v plechové krabici z důvodu odrušení od okolních nežádoucích signálů. První zesilovač se skládal z tranzistoru BF199 ve standardním zapojení s můstkovou stabilizací pracovního bodu. Výsledná změřená šířka pásma tohoto zesilovače je 6 MHz. Zesilovač zesiloval v celém měřeném frekvenčním pásmu, které bylo od 10 kHz do 100 MHz. Maximální hodnota napětového zesílení byla 52 dB při frekvenci 7 MHz. Dále jsem proměřil vstupní citlivost zesilovače, z které je patrné, že zesilovač je citlivější na vyšších frekvencích. Dynamický rozsah vstupního napětí je roven 46 dB.

V druhém návrhu jsem zvolil kaskódní zapojení dvou tranzistorů s různým zapojením tranzistoru v obvodu. Jeden tranzistor je zapojen jako společný emitor a druhý jako společná báze. Pro zapojení jsem použil tranzistory BC547B, které mají pro měření dostatečný tranzitní kmitočet. Toto zapojení je stabilnější při vyšších frekvencích a odstraňuje vznik vnitřních Millerových kapacit tranzistoru. Měření probíhalo stejně jako při prvním zesilovači. Z výsledné frekvenční charakteristiky lze vidět postupné zvětšování zesílení až do maximální hodnoty 46 dB. Maximální měřitelná hodnota frekvence tohoto zesilovače byla 150 MHz.

Při měření u obou zesilovačů nad frekvencí 100 MHz docházelo k velkému ovlivnění okolním rušením. Vložením zesilovačů do plechové krabice se situace nezlepšila, spíše se trochu zhoršila. Zhoršení vlastností při umístění do plechové krabice mohlo být způsobeno vznikem rezonančních frekvencí uvnitř krabice, které ovlivňovaly zesilovač.

Literatura

- [1] HANUŠ, Stanislav ; SVAČINA, Jiří. VUT [online]. 2002 [cit. 2010-10-18]. VYSOKOFREKVENČNÍ A MIKROVLNNÁ TECHNIKA. Dostupné z WWW: <http://files.gamepub.sk/ET1/Vysokofr_a_mikrovl_n_technika.pdf>.
- [2] DANEŠ, Josef. Amatérská radiotechnika a elektronika 3.díl. Praha : Naše vojsko, nakladatelství a distribuce knih, 1988. 456 s.
- [3] HANUŠ, Stanislav; RAIDÁ, Zbyněk. VUT [online]. 2002 [cit. 2011-05-05]. Vysokofrekvenční technika a antény. Dostupné z WWW: <http://files.gamepub.sk/ET1/Vf_tech_ant.pdf>.
- [4] *SFC 10,7MHZ (140-002) - GM electronic* [online]. ©2011 [cit. 2011-01-25]. *SFC 10,7MHZ*. Dostupné z WWW: <<http://www.gme.cz/cz/sfc-10-7mhz-p140-002.html>>.
- [5] *SPSE 4.A* [online]. 2001 [cit. 2011-04-05]. *TEORIE ELEKTRONICKÝCH OBVODŮ VI*. Dostupné z WWW: <<http://spse.montys.cz/materialy/RZ/TEO%20VI%20-%20VFZ.pdf>>.
- [6] *Transistors* [online]. 2003 [cit. 2011-04-24]. 4. *Transistors*. Dostupné z WWW: <<http://www.mikroe.com/old/books/keu/04.htm>>.
- [7] *VF model BJT* [online]. - [cit. 2011-03-10]. *Bipolárny tranzistor v oblasti vysokých frekvencií*. Dostupné z WWW: <http://www.dnp.fmph.uniba.sk/~kollar/jewwww/bjt_yf.htm>.
- [8] MALINA, Václav. *Poznáváme elektroniku*. České Budějovice : Kopp, 1999. 222 s.
- [9] NEUMANN, Přemek; UHLÍŘ, Jan. *Elektronické obvody a funkční bloky I*. Praha : ČVUT, 1999. 270 s.
- [10] ŽALUD, Václav. *Vysokofrekvenční přijímací technika*. Praha : SNTL-Nakladatelství technické literatury, 1986. 434 s.
- [11] HOŠEK, Zdeněk; PEJSKAR, Jaroslav. *Vysokofrekvenční tranzistorové zesilovače*. Praha : Nakladatelství technické literatury, 1967. 348 s.
- [12] UPenn : ESE 319 : Lec_11_Miller_Effect_08 [online]. 2008 [cit. 2011-05-01]. Lec_11_Miller_Effect_08. Dostupné z WWW: <http://www.coursehero.com/external.php?db_filename=1708649&url=http%3A%2F%2Fwww.seas.upenn.edu%2F%7Eese319%2FLecture_Notes%2FLec_11_Miller_Effect_08.pdf>.

Seznam použitých obrázků

Obr. 1: Grafické znázornění šumové šířky pásma

Obr. 2: Amplitudové zkreslení na výstupu zesilovače

Obr. 3: Paralelní rezonanční model

Obr. 4: Rezonanční a fázová charakteristika PRO

Obr. 5: Sériový rezonanční obvod

Obr. 6: Rezonanční a fázová charakteristika SRO

Obr. 7: Keramický filtr

Obr. 8: a) Značka krystalu, b) náhradní schéma krystalu, c) rezonance kmitočtu

Obr. 9: Frekvenční krystal

Obr. 10: Příklad zapojení krystalových oscilátorů

Obr. 11: Typy tranzistorů: a - bipolární, b - FET, c - MOSFET, d - duální hradlo MOSFET, e - indukovaný MOSFET, f - dvoubázový FET

Obr. 12: Model tranzistoru s h-parametry

Obr. 13: Vnitřní kapacity tranzistoru

Obr. 14: Vnitřní zapojení integrovaného obvodu

Obr. 15: Zapojení s kapacitní vazbou

Obr. 16: Schéma transformátorové vazby

Obr. 17: Schéma laděné vazby

Obr. 18: Schéma přímé vazby

Obr. 19: Laděné rezonanční obvody

Obr. 20: Nestability v zapojeních

Obr. 21: Přeladitelné obvody

Obr. 22: Závislost zesílení na přeladění obvodu

Obr. 23: Vázané rezonanční obvody

Obr. 24: Unilaterální dvojbran

Obr. 25: Unilaterizace zapojení

Obr. 26: Neutralizace pomocí vinutí L_N a kondenzátoru C_N

Obr. 27: Zesilovač se sériovou proudovou zápornou zpětnou vazbou

Obr. 28: Zapojení s reakčními vazbami

Obr. 29: Schéma zesilovače s rozprostřeným zesílením

Obr. 30: Řízené zesílení zesilovacího stupně

Obr. 31: Řízené zesílení s více zesilovacími stupni

Obr. 32: Řízené zesílení pomocí diody DT

Obr. 33: Schéma zapojení zesilovače

Obr. 34: Porovnání výstupního signálu

Obr. 35: Frekvenční charakteristika zesilovače

Obr. 36: Vstupní citlivost zesilovače

Obr. 37: Navržené schéma zesilovače

Obr. 38: Výstupní signál zesilovače při 100 MHz

Obr. 39: Frekvenční charakteristika zesilovače